

# **INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY**

**CAMPUS MONTERREY**

**DIVISIÓN DE ELECTRÓNICA, COMPUTACIÓN,  
INFORMACIÓN Y COMUNICACIÓN**



## **DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO PARA UN RECEPTOR SATELITAL (2.3GHz)**

**TESIS**

PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA LA OBTENCIÓN DEL GRADO  
ACADÉMICO DE:

**INGENIERO SUPERIOR DE TELECOMUNICACIÓN**

POR:

**FRANCISCO JAVIER FERNÁNDEZ HUERTA**

MONTERREY, N.L.

ABRIL 2007





# Índice

Introducción	7
i) Objetivos	7
ii) Planteamiento de la Solución	7
1- Redes de Dos Puertos. Estabilidad y Ganancia	9
1.1- Introducción	9
1.2- Parámetros de Dos Puertos	9
1.3- Parámetros de Dispersión	10
1.4- Consideraciones de Estabilidad a partir de Parámetros S	12
1.5- Ecuaciones de Ganancia para un Circuito Amplificador de Dos Puertos	15
2- Círculos de Ganancia y de Figura de Ruido Constante	19
2.1- Introducción	19
2.2- Círculos de Ganancia Constante: Caso Unilateral	19
2.2-1. Caso Incondicionalmente Estable, $ S_{ii}  < 1$	20
2.2-2. Caso Potencialmente Inestable, $ S_{ii}  > 1$	21
2.3- Círculos de Figura de Ruido Constante	22
3- Adaptación de Impedancias	25
3.1- Introducción	25
3.2- Redes de Adaptación de Impedancias	26
3.3- Redes de Adaptación Microstrip	28
3.3-1. Adaptación con un Único Stub	28
a) Stub en Paralelo	29
b) Stub en Serie	30
3.3-2. Tipos de Redes de Adaptación Microstrip	31
4- Diseño de Amplificadores de Dos Etapas	35
5- Filtros de Microondas	37
5.1- Introducción	37
5.2- Diseño de Filtros por el Método de Pérdidas de Inserción	37
5.2-1. Prototipo del Filtro Paso Bajo Maximalmente Plano	38
5.3- Transformaciones de los Filtros Normalizados	39
5.3-1. Escalado de Impedancias	39
5.3-2. Escalado en Frecuencia para la Transformación Paso Banda	40
5.4- Implementación del Filtro	41
5.4-1. Las Transformaciones de Richard	42
5.5- Filtros de Líneas Acopladas	43
5.5-1. Diseño de Filtros Paso Banda con Líneas de Transmisión Acopladas	43

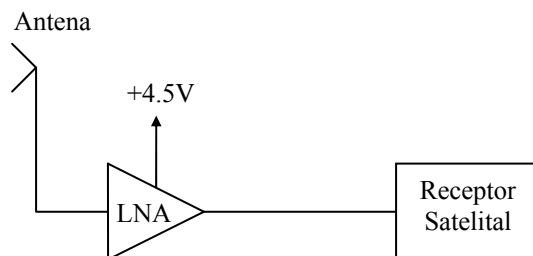


6- Diseño del Filtro Paso Banda Microstrip	47
7- Diseño del Amplificador de Bajo Ruido Utilizando el Transistor BFG424W	51
7.1- Estabilidad del Transistor	51
7.2- Cálculo de la Red de Adaptación de Entrada al Amplificador	53
7.3- Cálculo del Circuito de Polarización	54
7.4- Cálculo de la Impedancia de Entrada y Salida del Transistor	55
7.4-1. Impedancia de Salida del Transistor	57
7.4-2. Impedancia de Entrada del Transistor	57
7.5- Red de Adaptación Entre Etapas	58
7.6- Ganancia de las Diferentes Etapas	59
i) Cálculo de $\Gamma_{L1}$	59
7.7- Cálculo de los Círculos de Ganancia Constante	61
7.8- Cálculo de la Figura de Ruido Total del Sistema	62
8- Conclusiones	69
Cartas de Smith	71
• Carta de Smith 1: Círculos de Estabilidad	72
• Carta de Smith 2: Red de Adaptación de Entrada al Amplificador	73
• Carta de Smith 3: Red de Adaptación Entre Etapas	74
• Carta de Smith 4: Círculos de Ganancia Constante	75
<b>Apéndice I:</b> Circuito Equivalente del BJT	77
<b>Apéndice II:</b> Circuito Equivalente del JFET	85
<b>Anexo I:</b> Parámetros S del BFG424W para $V_{CE}=2V$ , $I_C=3mA$	91
<b>Anexo II:</b> Parámetros SPICE del BFG424W	97
<b>Anexo III:</b> Hoja de Características del BFG424W	101

# Introducción

## i) Objetivos

La finalidad del proyecto consiste en presentar las herramientas necesarias para el diseño de un amplificador de microondas para, posteriormente, pasar al diseño de un amplificador de bajo ruido, LNA, para un receptor satelital. En la figura i.1 se muestra el diagrama de bloques del conjunto del receptor.



**Fig i.1.** Diagrama de bloques del receptor satelital

Nosotros nos centraremos exclusivamente en el bloque del LNA cuyas características principales que deberá cumplir se presentan en la tabla i.1.

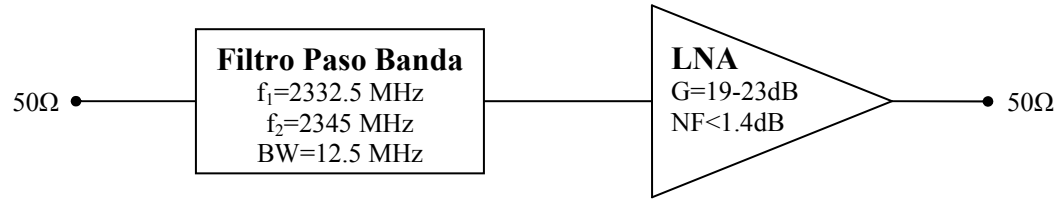
Parámetros	Valores
Ganancia del Bloque	19dB (min)-23dB (max)
Rango Frecuencial de Operación	2332.5MHz-2345MHz
Ancho de Banda	12.5 MHz
Frecuencia Central	2338.75 MHz
Figura de Ruido	< 1.4 dB
Impedancia de Entrada y Salida	50Ω

**Tabla i.1.** Características del LNA

## ii) Planteamiento de la Solución

Viendo las especificaciones observamos que la amplificación debe estar limitada en una banda muy estrecha. Por lo tanto, será necesario restringir nuestro rango frecuencial de operación antes de la etapa de amplificación. Para ello se plantea primeramente la realización de un filtro paso banda, que limitará nuestras frecuencias de trabajo, cuya salida se conectará al amplificador de bajo ruido.

De este modo, el proyecto se puede dividir en dos partes. La primera consta del diseño de un filtro paso banda de microondas de una anchura de 12.5 MHz. La segunda parte se centra en la etapa amplificadora, donde se buscará conseguir la ganancia deseada con el mínimo ruido posible. En la figura ii.1 se muestra el diagrama de bloques general del LNA.



**Fig ii.1.** Diagrama de bloques general del LNA

## **Referencias**

- [1] *Hoja de características del MAX2140*, Maxim Integrated Products, 2005.
- [2] *Survey of the XM Radio Electromagnetic Spectrum in the Northern Virginia Metropolitan Area*. Octubre 2000.

# **1- Redes de Dos Puertos. Estabilidad y Ganancia**

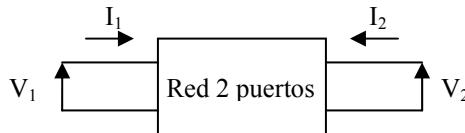
## **1.1- Introducción**

En el análisis de circuitos a baja frecuencia la impedancia o admitancia de sus componentes R, L y C es linealmente dependiente de la frecuencia. Sin embargo, a frecuencias superiores aparecen efectos parásitos que se deben tener en cuenta. En el orden de las microondas (de 300 MHz a 300 GHz, aunque algunos autores sólo las consideran entre 1 GHz y 30 GHz al llamar al rango de 30 GHz a 300 GHz ondas milimétricas) los elementos que constituyen los circuitos tienen un tamaño del orden de  $1/8$  de la longitud de onda de la señal que se propaga por ellos. Entonces, es necesario tomar las ecuaciones de Maxwell para tener en cuenta todos los efectos y establecer apropiadamente las condiciones de contorno. Así, para frecuencias superiores a 1 GHz, el circuito deberá ser tratado como distribuido, ya que una longitud de  $1.25\text{ cm}$  (que corresponde a  $\lambda/8$  para esa frecuencia) tendrá una distribución o unas propiedades de fase que no pueden ser modeladas por simples componentes R, L o C [Ref.1 pag 35-47].

Este primer capítulo va a mostrar los principios teóricos más relevantes sobre los que se fundamenta el análisis de las redes de dos puertos en el dominio de las microondas. Particularmente, la presentación de dichos principios teóricos vendrá orientada hacia el diseño de amplificadores de microondas. Consecuentemente, todo el análisis de los parámetros S, estabilidad y ganancias, estará planteado hacia el estudio y comprensión de dichos circuitos activos de microondas.

## **1.2- Parámetros de Dos Puertos**

Los transistores, elementos básicos para la realización de amplificadores, constan de tres terminales; uno de los cuales suele ser común a la entrada y salida de los circuitos. Por lo tanto, estos circuitos pueden ser modelados por una red de dos puertos



**Fig 1.1.** Red de dos puertos

Dichas redes pueden ser caracterizadas por varios parámetros equivalentes, entre los que destacan los parámetros de impedancia (Z), de admitancia (Y), híbridos (H), (ABCD) y de dispersión (S). Una completa tabla para pasar de unos parámetros a otros puede ser consultada en [Ref.1, pag 194]. Todos estos parámetros relacionan las corrientes y voltajes totales en cada uno de los dos puertos. A continuación se muestran las principales ecuaciones con las que dichos parámetros las relacionan.

### **Parámetros Z**

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2$$

### **Parámetros Y**

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

### **Parámetros H**

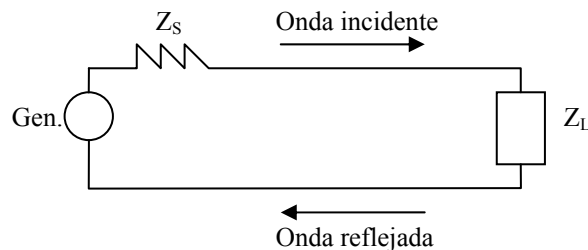
$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

Cada uno de estos parámetros es requerido según los casos. Por ejemplo, los parámetros (ABCD) suelen ser utilizados para redes pasivas mientras que los parámetros S se utilizan para definir redes activas. Los parámetros Y se utilizan cuando dos puertos están colocados en paralelo y los Z cuando están en serie. Como el caso que nos concierne está orientado al diseño de amplificadores (circuitos activos) nos centraremos exclusivamente en los parámetros S. Un análisis conciso de la obtención de los parámetros Z, Y y H que ayuda a la comprensión del funcionamiento de estas redes puede verse en [Ref.2, pag 1-7].

### 1.3- Parámetros de Dispersión (S)

Los sistemas de altas frecuencias tienen una fuente de potencia que entrega una parte de esta potencia a una carga por medio de líneas de transmisión. Parte de la potencia que incide en la carga será reflejada.



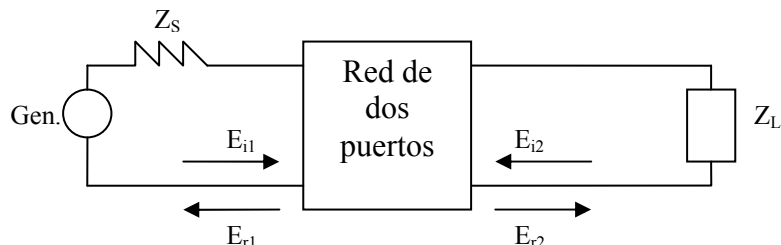
**Fig 1.2.** Ondas en una línea de transmisión

La impedancia característica de una línea sin pérdidas,  $Z_o$ , es definida como  $Z_o = (L/C)^{1/2}$ . En microondas, la mayoría de las líneas de transmisión tienen una impedancia característica de 50Ω. Otras líneas de 75, 90 y 300Ω son también usadas con frecuencia.

Una buena técnica para medir la potencia reflejada es mediante el coeficiente de reflexión,  $\Gamma$ . Este coeficiente nos indica el grado de adaptación entre la carga y la impedancia característica de la línea de transmisión. Cuanto mejor sea esta adaptación menor será el coeficiente de reflexión y, por tanto, menor será la potencia reflejada; siendo un  $\Gamma=0$ , el valor para el que toda la potencia es transmitida y se consigue cuando  $Z_L=Z_o$  [Ref.3, pag 3-4].

$$\Gamma = \frac{(Z_L - Z_o)}{Z_L + Z_o} = \frac{Y_o - Y_L}{Y_o + Y_L}$$

Ahora, insertamos una red de dos puertos en la línea de transmisión de la figura 1.2. Entonces vamos a tener nuevas ondas reflejadas y transmitidas como muestra la figura 1.3.

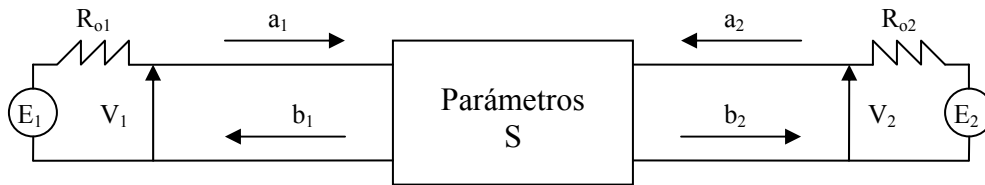


**Fig 1.3.** Red de dos puertos en una línea de transmisión

Normalizando dichas ondas según la impedancia característica  $Z_0$  obtendremos las ondas incidentes y reflejadas normalizadas:

$$\begin{aligned} a_1 &= E_{i1}/(Z_0)^{1/2} & a_2 &= E_{i2}/(Z_0)^{1/2} \\ b_1 &= E_{r1}/(Z_0)^{1/2} & b_2 &= E_{r2}/(Z_0)^{1/2} \end{aligned}$$

El fenómeno de dispersión provoca que una onda (voltaje o corriente) se separe en diferentes componentes y estos parámetros sirven para indicarnos el grado de separación y la magnitud de estas componentes. De este modo, los parámetros S están definidos en términos de componentes incidentes y reflejadas. Hay que tener en cuenta que la componente incidente está definida como la componente que existiría si el puerto considerado estuviera conjugadamente adaptado a la impedancia normalizada del puerto.



**Fig 1.4.** Ondas reflejadas e incidentes en una red de dos puertos.

Observando la figura 1.4, los parámetros S quedan definidos como se muestra a continuación, donde una demostración detallada de la obtención de estas ecuaciones y los parámetros puede verse en [Ref.2 pag 201-215].

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned}$$

De este modo, las variables independientes  $a_1$  y  $a_2$  son voltajes incidentes normalizados por  $Z_0$ , mientras que las variables dependientes  $b_1$  y  $b_2$  son voltajes reflejados normalizados. La interpretación física y cálculo de los parámetros S queda [Ref.4, pag 10-13]:

- $S_{11} = b_1/a_1$  ; para  $a_2=0$ . Coeficiente de reflexión de entrada con el puerto de salida terminado en una carga adaptada de manera que  $Z_L=Z_0$ .
- $S_{12} = b_1/a_2$  ; para  $a_1=0$ . Ganancia de transmisión inversa con el puerto de entrada terminado en una carga adaptada de manera que  $Z_S=Z_0$ .
- $S_{21} = b_2/a_1$  ; para  $a_2=0$ . Ganancia de transmisión directa con el puerto de salida terminado en una carga adaptada.
- $S_{22} = b_2/a_2$  ; para  $a_1=0$ . Coeficiente de reflexión de salida con el puerto de entrada terminado en una carga adaptada.

Debemos notar también que:  $S_{11}=b_1/a_1=(Z_1-Z_0)/(Z_1+Z_0)$ , donde  $Z_1$  es la impedancia de entrada al puerto 1. De estas ecuaciones, se deduce también el siguiente significado:

- $|a_1|^2=|E_1|^2/4R_{o1}$ = potencia disponible de la fuente con resistencia interna  $R_{o1}$ , es decir, potencia incidente en el puerto 1.
- $|b_1|^2$ = potencia reflejada en el puerto 1.

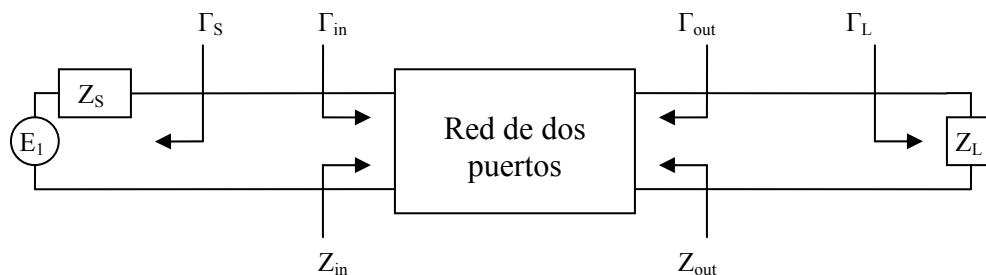
Igualmente, se deducen las mismas expresiones para  $|a_2|^2$  y  $|b_2|^2$ . Al igual que se ha hecho hasta ahora con una red de dos puertos, estas ecuaciones son aplicables para redes de N-puertos. Aunque de momento dejamos a un lado este tipo de redes, puede ser consultada su desarrollo teórico y planteamiento en [Ref.2 pag 193-201].

#### 1.4- Consideraciones de Estabilidad a partir de Parámetros S

Una de las primeras cosas a determinar en el diseño de amplificadores de microondas es la estabilidad del transistor que se va a utilizar a una determinada frecuencia; el cual puede ser incondicionalmente estable o potencialmente inestable. La estabilidad de un amplificador puede ser determinada a partir de los parámetros S, las redes de adaptación y las terminaciones.

En una red de dos puertos, la existencia de oscilaciones es posible cuando los puertos de entrada o salida presentan resistencias negativas, es decir, la impedancia del puerto de entrada o salida tiene la parte real negativa. Esto ocurre cuando  $|\Gamma_{in}| > 1$  o  $|\Gamma_{out}| > 1$ . Debido a que  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$  dependen de las redes de adaptación de la fuente y la carga, la estabilidad de un amplificador depende del coeficiente de reflexión de la fuente ( $\Gamma_S$ ) y del de la carga ( $\Gamma_L$ ), con dichas redes de adaptación. De este modo podemos definir dos tipos de estabilidad:

- Estabilidad Incondicional: La red es incondicionalmente estable si  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  para toda impedancia pasiva de fuente y de carga ( $|\Gamma_S| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$ ).
- Estabilidad Condicional: La red es potencialmente inestable si  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  sólo para un cierto rango de valores de impedancias pasivas de fuente y carga.



**Fig 1.5.** Estabilidad en una red de dos puertos

Las condiciones de estabilidad de una red son dependientes de la frecuencia por lo que un amplificador puede ser estable para la frecuencia diseñada pero inestable para otras. Si queremos que el amplificador sea incondicionalmente estable se tendrán que cumplir las siguientes ecuaciones, como habíamos visto anteriormente [Ref.5 pag 612-618].

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

Si el dispositivo es unilateral ( $S_{12}=0$ ) quiere decir que no hay transmisión de potencia del puerto de salida al de entrada; no hay realimentación. En este caso con que  $|S_{11}|<1$  y  $|S_{22}|<1$  es suficiente para que se cumplan las condiciones de estabilidad incondicional. De lo contrario, las ecuaciones anteriores definen un rango de valores para  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  donde el amplificador será estable. Así, con ayuda del diagrama de Smith, los círculos de estabilidad nos definirán la separación entre la región incondicionalmente estable y la región potencialmente inestable de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ . De este modo podemos obtener las ecuaciones para el círculo de estabilidad de salida y de entrada. La derivación de estas ecuaciones puede verse en [Ref.5, pag 612-618].

En el plano complejo  $\Gamma$ , una ecuación de la forma  $|\Gamma-C|=R$  representa un círculo con centro  $C$  (número complejo) y radio  $R$  (número real). Las ecuaciones para el círculo de estabilidad de la salida con centro  $C_L$  y radio  $R_L$  son:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

Donde  $\Delta$  es el determinante de la matriz de Parámetros  $S$ ;  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

Para el círculo de estabilidad de la entrada las ecuaciones serán:

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

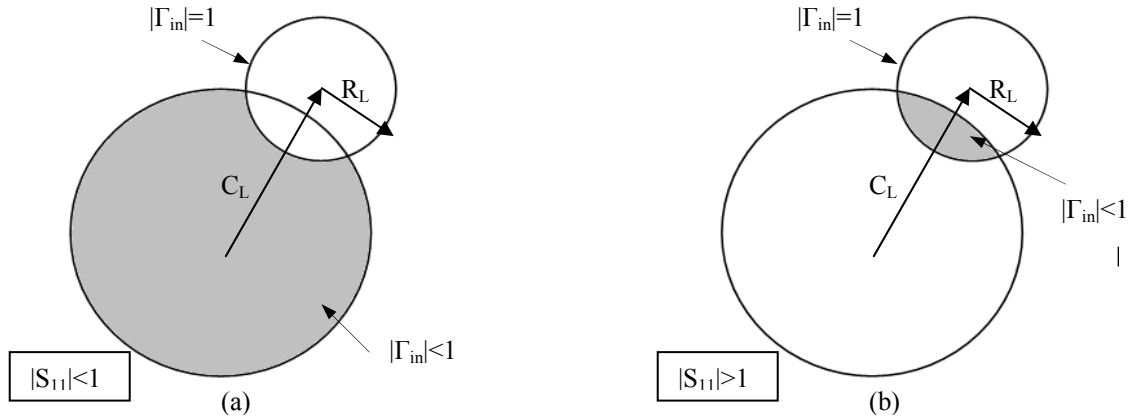
$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

Dichos círculos de estabilidad pueden ser dibujados en el diagrama de Smith para así poder definir donde  $|\Gamma_{in}|=1$  y  $|\Gamma_{out}|=1$ . En una parte del círculo de estabilidad de salida en el plano de  $\Gamma_L$  tendremos que  $|\Gamma_{in}|<1$ , mientras que en la otra tendremos que  $|\Gamma_{in}|>1$ . Igualmente sucederá con el círculo de estabilidad de entrada en el plano  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_{out}$ . Por lo tanto, habrá que determinar que áreas en el diagrama de Smith representan la región estable, es decir, los valores de  $\Gamma_L$  ( $|\Gamma_L|<1$ ) que producen que  $|\Gamma_{in}|<1$  y los valores de  $\Gamma_S$  ( $|\Gamma_S|<1$ ) que producen que  $|\Gamma_{out}|<1$ .

Consideramos el círculo de estabilidad de salida en el plano  $\Gamma_L$  para  $|S_{11}|<1$  y  $|S_{11}|>1$  de la figura 1.6. Si establecemos  $Z_L=Z_o$  implica que  $\Gamma_L=0$  y consecuentemente  $|\Gamma_{in}|=|S_{11}|$ . Entonces, si  $|S_{11}|<1$  entonces  $|\Gamma_{in}|<1$  y por tanto  $\Gamma_L=0$  debe estar en una región estable. Esto significa que el centro del diagrama de Smith ( $\Gamma_L=0$ ) está en la región estable, así que todo el diagrama de Smith ( $|\Gamma_L|<1$ ) que esté fuera del círculo de estabilidad corresponde a la zona estable para  $\Gamma_L$  (zona sombreada de la figura 1.6a). Sin embargo, si hacemos  $Z_L=Z_o$  pero  $|S_{11}|>1$  entonces  $|\Gamma_{in}|>1$  cuando  $\Gamma_L=0$  y el centro del diagrama de Smith es una región inestable. En este caso, la región estable es la región comprendida dentro de la intersección del círculo de estabilidad y el diagrama



de Smith (zona sombreada de la figura 1.6b). Lo mismo sucedería para el círculo de estabilidad de entrada [Ref.6, pag 217-228].



**Fig 1.6.** Círculos de estabilidad de salida para un dispositivo potencialmente inestable en el plano  $\Gamma_L$ .

Si el dispositivo es incondicionalmente estable cualquier impedancia de carga o fuente en la red debe producir una condición de estabilidad. Entonces, los círculos de estabilidad deben estar completamente fuera del diagrama de Smith (o totalmente contenidos en él). Las ecuaciones que definen este caso son:

$$\|C_L - R_L\| > 1, \text{ para } |S_{11}| < 1$$

$$\|C_S - R_S\| > 1, \text{ para } |S_{22}| < 1$$

Queda demostrado que el amplificador será incondicionalmente estable si se cumplen las siguientes condiciones. Dicha demostración puede verse en la [Ref.5, pag 614-616]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} > 1$$

$$y \quad |\Delta| < 1$$

De este modo, si  $K > 1$  el dispositivo será incondicionalmente estable y si  $K < 1$  será potencialmente inestable. En el caso en el que el dispositivo sea potencialmente inestable habrá que elegir puntos de operación de manera que  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  estén en la región estable; siendo conveniente comprobar la estabilidad a diferentes frecuencias alrededor del punto de operación. Si es posible realizar un diseño que no implique la ganancia máxima, el transistor puede forzarse a que sea incondicionalmente estable usando carga resistiva [Ref.7].

## 1.5- Ecuaciones de Ganancia para un Circuito Amplificador de Dos Puertos.

A continuación vamos a presentar algunas expresiones de ganancia para un circuito amplificador de dos puertos usando los parámetros S del transistor. A pesar de que hay un gran número de ecuaciones de ganancia, que pueden ser consultadas en [Ref.1, pag 205], vamos a centrarnos en los tres tipos de ganancia principales; ganancia en potencia de transductor  $G_T$ , ganancia en potencia  $G$  y ganancia en potencia disponible  $G_A$ . Así, vamos a expresar dichas ecuaciones en términos de los parámetros S y de los coeficientes de reflexión de la fuente y la carga.

- $G_T = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia disponible de la fuente}}$
- $G = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia a la entrada de la red}}$
- $G_A = \frac{\text{potencia disponible de la red}}{\text{potencia disponible de la fuente}}$

Cada una de estas ganancias tiene una dependencia de las impedancias que están conectadas en sus puertos. De esta manera, la ganancia en potencia  $G$ , es independiente de la impedancia de la fuente  $Z_S$ . La ganancia en potencia disponible  $G_A$ , asume que hay adaptación de impedancias conjugadas tanto para la fuente como para la carga, y depende de  $Z_S$  pero no de  $Z_L$ . La ganancia en potencia de transductor  $G_T$ , depende de ambas  $Z_S$  y  $Z_L$ . Estas definiciones dependen principalmente de la manera en que la fuente y la carga están adaptadas a la red de dos puertos. Así, si la entrada y la salida están conjugadamente adaptadas a la red de dos puertos, la ganancia es maximizada y  $G = G_T = G_A$ . Finalmente, las ecuaciones de estas ganancias en función de los parámetros S y los coeficientes de reflexión se derivan del análisis de una red de dos puertos como puede verse en [Ref.5 pag 606-609].

- $G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2}$
- $G = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$
- $G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$

Donde  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$  vienen determinados por los parámetros S como en el apartado de estabilidad se habían expresado:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad \text{y} \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

Un caso especial de ganancia es la ganancia en potencia de transductor unilateral,  $G_{TU}$ , que se produce cuando  $S_{12}=0$  (o prácticamente despreciable). Esta es una característica no recíproca común a muchos circuitos amplificadores. Como  $\Gamma_{in}=S_{11}$  cuando  $S_{12}=0$ , la ganancia unilateral será:

- $$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Otro caso especial sucede cuando la entrada y la salida están adaptadas para que no exista reflexión. Entonces  $\Gamma_L=\Gamma_S=0$  y por tanto:

- $$G_T = |S_{21}|^2$$

## **Referencias:**

- [1] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio and Ulrich L. Rohde; *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, 2<sup>a</sup> ed., Wiley, Hoboken (New Jersey), 2005.
- [2] Ralph S. Carson, *High Frequency Amplifiers*, Wiley, 1982.
- [3] <http://www.sss-mag.com/pdf/AN154.pdf>, *S-Parameter Design*, Application Note, Agilent AN154.
- [4] Dick Anderson, *S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*, Application Note 95-1, 1996.  
<http://www.tm.agilent.com/data/static/downloads/eng/Notes/interactive/an-95-1/an-95-1.pdf>
- [5] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2<sup>a</sup> ed., Wiley, 1998.
- [6] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design*, 2<sup>a</sup> ed. Prentice Hall, N.J., 1997.
- [7] G. González, *Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method*, Prentice Hall, N.J., 1984.



## **2- Círculos de Ganancia y de Figura de Ruido Constante**

### **2.1- Introducción**

En muchas aplicaciones, como la que nos concierne en este proyecto, el objetivo del diseño es conseguir la mínima figura de ruido. Como la mínima figura de ruido y la máxima ganancia en potencia no pueden obtenerse simultáneamente, los círculos de figura de ruido constante junto con los círculos de ganancia constante pueden dibujarse en el diagrama de Smith. De este modo se pueden seleccionar coeficientes de reflexión que proporcionen un compromiso entre ganancia y figura de ruido.

### **2.2- Círculos de Ganancia Constante: Caso Unilateral**

Una red de dos puertos es unilateral cuando  $S_{12}=0$ . En un transistor unilateral  $\Gamma_{in}=S_{11}$ ,  $\Gamma_{out}=S_{22}$ , y la ganancia de transductor  $G_{TU}$  es:

$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Viendo los términos de esta fórmula podemos observar que se divide en tres ganancias prácticamente independientes. La primera depende sólo de  $S_{11}$  y el coeficiente de reflexión de la fuente mientras que la última depende de  $\Gamma_L$  y  $S_{22}$ , esto constituirá la ganancia o las pérdidas producidas por la red de adaptación de entrada y salida respectivamente ( $G_s$ ,  $G_L$ ). El segundo término de ganancia depende del parámetro  $S$  del transistor  $S_{21}$  y constituye la ganancia del transistor ( $G_o$ ).

$$G_s = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2}$$

$$G_o = |S_{21}|^2$$

$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$G_{TU} = G_s G_o G_L$$

Si se busca obtener la máxima ganancia en  $G_s$  y  $G_L$  esto se consigue cuando  $\Gamma_s=S_{11}^*$  y  $\Gamma_L=S_{22}^*$  (si el transistor es incondicionalmente estable). Las expresiones para  $G_s$  y  $G_L$  son similares en la forma y pueden escribirse de manera general como:

$$G_i = \frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-S_{ii}\Gamma_i|^2}$$

Donde  $i=s$  con  $ii=11$  o  $i=L$  con  $ii=22$ . El diseño para conseguir una ganancia específica se basa en esta ecuación. Es necesario considerar dos casos para el diseño; el caso incondicionalmente estable, cuando  $|S_{ii}|<1$ , y el caso potencialmente inestable, cuando  $|S_{ii}|>1$ .

### 2.2.1- Caso Incondicionalmente Estable, $|S_{ii}|<1$

Como hemos dicho, el máximo valor de ganancia se consigue cuando  $\Gamma_i=S_{ii}^*$ , y viene dado por:

$$G_{i,\max} = \frac{1}{1-|S_{ii}|^2}$$

$G_i$  tiene un valor mínimo de cero cuando  $|\Gamma_i|=1$ . Otros valores de  $\Gamma_i$  producen valores de  $G_i$  comprendidos entre cero y  $G_{i,\max}$ . Esto es:

$$0 \leq G_i \leq G_{i,\max}$$

Los valores de  $\Gamma_i$  que producen una ganancia constante  $G_i$  se encuentran en un círculo en el diagrama de Smith. Estos círculos son llamados círculos de ganancia constante. Definiendo el factor de ganancia normalizado como:

$$g_i = \frac{G_i}{G_{i,\max}} = G_i(1-|S_{ii}|^2) = \frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-S_{ii}\Gamma_i|^2}(1-|S_{ii}|^2)$$

Donde, así definido implica que  $0 \leq g_i \leq 1$ . Se puede ver la demostración en [Ref.1 pag 464] que los valores de  $\Gamma_i$  que producen un valor constante en  $g_i$  están sobre el círculo cuya ecuación es:

$$|\Gamma_i - C_{g_i}| = r_{g_i}$$

Donde el centro de este círculo viene dado por:

$$C_{g_i} = \frac{g_i S_{ii}^*}{1-|S_{ii}|^2(1-g_i)}$$

Y el radio es:

$$r_{g_i} = \frac{\sqrt{1-g_i}(1-|S_{ii}|^2)}{1-|S_{ii}|^2(1-g_i)}$$

Cada valor constante de  $g_i$  genera un nuevo círculo de ganancia constante. Estas ecuaciones pueden usarse para calcular los círculos de ganancia constante tanto de la entrada ( $G_s$ ) como de la salida ( $G_L$ ). La distancia desde el origen del diagrama de Smith hasta el centro de un círculo de ganancia constante viene dado por  $|C_{g_i}|$ , y el ángulo de inclinación,  $\alpha_i$ , es igual a la fase de  $C_{g_i}$  (que es la fase de  $S_{ii}^*$ ).

Se observa que cuando  $g_i=1$  (cuando  $G_i=G_{i,max}$ ), resulta en  $r_{g_i}=0$  y da  $C_{g_i}=S_{ii}^*$ . Por consiguiente el círculo de ganancia constante para la ganancia máxima está representado por un punto, localizado en  $S_{ii}^*$ .

Resumiendo, los pasos a seguir para dibujar un círculo de ganancia constante en el diagrama de impedancias de Smith son:

1. Localizar  $S_{ii}^*$  y dibujar una línea desde el origen hasta  $S_{ii}^*$ . En este punto la ganancia es la máxima y viene dada por la expresión  $G_{i,max}$ .
2. Determinar los valores de  $G_i$ , donde  $0 \leq G_i \leq G_{i,max}$ , para los que los círculos de ganancia constante serán dibujados y calcular su correspondiente valor  $g_i$ .
3. Determinar los valores de  $C_{g_i}$  para cada  $g_i$ .
4. Determinar los valores de  $r_{g_i}$  para cada  $g_i$ .

El círculo de 0 dB siempre pasará a través del origen del diagrama de Smith.

### 2.2.2 - Caso Potencialmente Inestable, $|S_{ii}| > 1$

En este caso  $|S_{ii}| > 1$  y es posible para terminaciones pasivas producir un valor infinito de  $G_i$ . El valor infinito de  $G_i$  es producido por el valor crítico de  $\Gamma_i$ , llamado  $\Gamma_{i,c}$ , dado por la expresión:

$$\Gamma_{i,c} = \frac{1}{S_{ii}}$$

Esta ecuación, básicamente establece que la parte real de la impedancia asociada a  $\Gamma_{i,c}$  es igual a la magnitud de la resistencia negativa asociada con  $S_{ii}$ . Consecuentemente, la resistencia total en el bucle de entrada o salida es cero y ocurrirán oscilaciones.

Con la misma definición de  $g_i$  que en el caso estable, pero ahora pudiendo obtener valores negativos ya que  $|S_{ii}| > 1$ , la derivación de los círculos de ganancia constante es la misma. Así, el cálculo del centro y el radio de un círculo de ganancia constante es el mismo que en el caso anterior. La ganancia  $G_i$  es infinita cuando  $\Gamma_i = \Gamma_{i,c} = 1/S_{ii}$ . Como el argumento de  $C_{g_i}$  es idéntico al argumento de  $1/S_{ii}$ , los centros de los círculos estarán localizados a lo largo de una línea dibujada desde el origen del diagrama de Smith hasta el punto  $1/S_{ii}$ .

Para prevenir oscilaciones en el puerto de entrada y salida  $\Gamma_i$  deber ser seleccionado de manera que la parte real de la impedancia de terminación sea mayor que la magnitud de la resistencia negativa asociada con el punto  $1/S_{ii}^*$ . Cuando existe una resistencia negativa a la



entrada, la región estable es la región donde los valores de  $\Gamma_s$  producen una impedancia de fuente de manera que:

$$\text{Re}(Z_s) > |\text{Re}(Z_{IN})|$$

Del mismo modo, cuando existe una resistencia negativa a la salida,  $\Gamma_L$  se selecciona de manera que:

$$\text{Re}(Z_L) > |\text{Re}(Z_{OUT})|$$

## 2.3- Círculos de Figura de Ruido Constante

En muchas aplicaciones, como la que concierne el proyecto, el objetivo del diseño es buscar la mínima figura de ruido. Como la mínima figura de ruido y la máxima ganancia no pueden obtenerse simultáneamente, los círculos de figura de ruido constante junto con los círculos de ganancia en potencia constante pueden dibujarse en el diagrama de Smith de manera que se puedan escoger coeficientes de reflexión que resultan en un compromiso entre ganancia y figura de ruido.

La filosofía de diseño en un amplificador de banda ancha es obtener una ganancia plana alrededor de un rango de frecuencias. Esto puede obtenerse usando redes de adaptación compensada, realimentación negativa o amplificadores balanceados.

La figura de ruido de un amplificador de dos puertos viene dada por la expresión:

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2}$$

Donde  $r_n$  es la resistencia normalizada equivalente de ruido del dispositivo de dos puertos ( $r_n = R_n/Z_0$ ),  $\Gamma_s$  es el coeficiente de reflexión de la fuente y  $\Gamma_{\text{opt}}$  es el coeficiente de reflexión de la fuente que produce la mínima figura de ruido (u óptima),  $F_{\min}$ . Estas cantidades son conocidas como los parámetros de ruido y son proporcionadas por el fabricante del transistor, aunque también se pueden determinar experimentalmente.  $F_{\min}$  es función de la corriente de operación del dispositivo y de la frecuencia y existe sólo un valor de  $\Gamma_{\text{opt}}$  asociando a cada  $F_{\min}$ .

Podemos usar la ecuación de la figura de ruido anterior para diseñar un  $\Gamma_s$  para una figura de ruido dada  $F = F_i$ . Reagrupando de la siguiente manera:

$$\frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2$$

Se observa que para una figura de ruido  $F_i$  la parte derecha de la ecuación anterior es constante. Así, definiendo el parámetro de figura de ruido  $N_i$  como:

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \quad \text{lo que implica:} \quad N_i = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{1 - |\Gamma_s|^2}$$

Desarrollando esta ecuación como puede verse en [Ref.1, pag 300] llegamos a una ecuación que puede reconocerse como la ecuación de un círculo en el plano  $\Gamma_s$ .

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}{(1 + N_i)^2}$$

Para un  $N_i$  dado, el centro del círculo esta localizado en:

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{1 + N_i}$$

Y el radio es:

$$r_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}$$

Por lo tanto, para cada  $F_i$  se puede calcular un parámetro  $N_i$ . Así, una familia de círculos de ruido constante se puede dibujar en el plano  $\Gamma_s$ . Puede verse que si  $F_i = F_{\min}$ , entonces  $N_i = 0$ ,  $C_{F_{\min}} = \Gamma_{\text{opt}}$  y  $r_{F_{\min}} = 0$ . Esto quiere decir que el centro del círculo de  $F_{\min}$  esta localizado en  $\Gamma_{\text{opt}}$  con radio cero. Los centros del resto de los círculos de figura de ruido están localizados a lo largo del vector  $\Gamma_{\text{opt}}$ .

En un diseño, siempre hay diferencia entre la figura de ruido diseñada y la figura de ruido medida del amplificador final. Esto sucede por las pérdidas asociadas a los elementos de adaptación y las variaciones de figura de ruido del transistor. Normalmente esta diferencia esta comprendida entre una fracción de decibelio y 1dB para un diseño de banda estrecha.

## **Referencias:**

[1] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis an Design*, 2ª ed. Prentice Hall, N.J., 1997

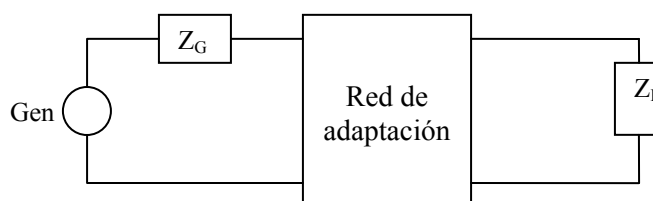


## 3- Adaptación de Impedancias

### 3.1- Introducción:

Como hemos visto anteriormente, parte de la potencia que una fuente entrega a una carga será reflejada. La máxima transferencia de potencia de una fuente a la carga se produce cuando las impedancias de la fuente y la carga están conjugadamente adaptadas ( $Z_L = Z_S^*$ ). Por ejemplo, cuando la ganancia en potencia de un transistor es pequeña, lo que sucede con los transistores a altas frecuencias, es importante adaptar la impedancia de entrada del transistor a la impedancia de la fuente. De lo contrario, una parte, o la mayoría de la ganancia, se perderá.

Sin embargo, las redes de adaptación de impedancias no se usan sólo para adaptar las impedancias de la fuente y la carga, para conseguir la máxima transferencia de potencia, si no que también se usan para transformar impedancias para otra finalidad como puede ser conseguir una menor influencia del ruido en un amplificador. Consecuentemente las redes de adaptación se usan para transformar impedancias en ciertos valores que pueden ser o no el conjugado de la impedancia de la fuente. Según el número de componentes que tiene la red de adaptación reciben diferentes nombres; L (2 elementos),  $\Pi$  o T (3 elementos) [Ref.1].



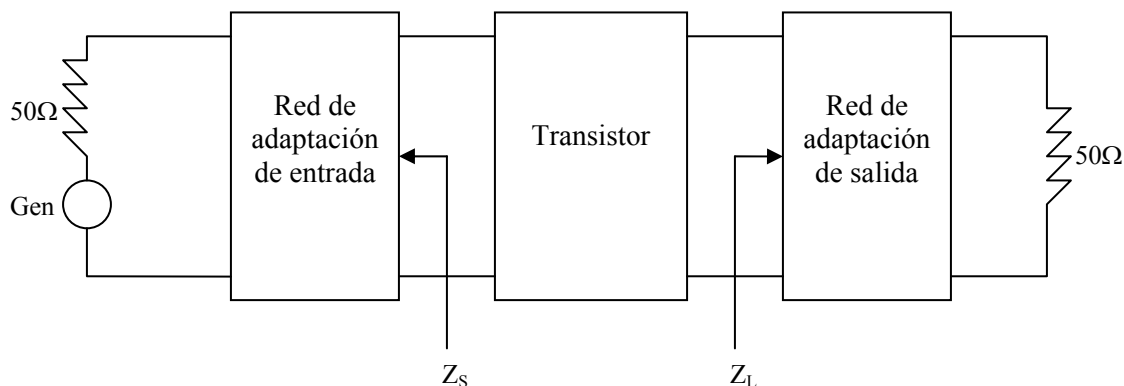
**Fig 3.1** Adaptación de una impedancia de carga a la fuente.

Siempre que la impedancia de carga no tenga la parte real nula se podrá encontrar una red de adaptación. Los diferentes factores que influirán en la elección de una u otra red de adaptación serán los siguientes [Ref.2 pag 251-252]:

- Complejidad: la solución más simple que satisfaga nuestras pretensiones será la más adecuada. Generalmente será más barata, más robusta, más fiable y con menos pérdidas que otras más complejas.
- Ancho de banda: hay diferentes redes de adaptación que pueden dar una adaptación perfecta a una frecuencia determinada. Sin embargo, en ocasiones se desea adaptar una carga para una banda de frecuencias.
- Implementación: dependiendo del tipo de línea de transmisión o guía de onda, una red de adaptación será preferible respecto a otra.

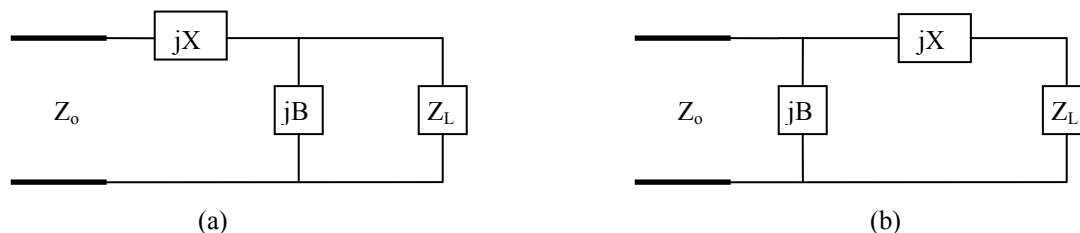
### 3.2- Redes de Adaptación de Impedancias:

La necesidad de estas redes de adaptación reside en que los amplificadores, para entregar la máxima potencia a la carga, deben estar correctamente adaptados tanto para el puerto de entrada como para el de salida.



**Fig 3.2.** Diagrama de bloques de un amplificador de microondas.

Las redes de adaptación son sin pérdidas para no disipar potencia de la señal. Aunque hay muchos tipos diferentes de redes de adaptación, las redes tipo L son las más sencillas de todas y muy prácticas. Hay dos tipos de configuraciones para estas redes como se muestra en la figura 3.3. Si la impedancia de carga normalizada  $z_L = Z_L/Z_o$ , está dentro del círculo  $1+jx$  de la carta de Smith, entonces el circuito de la figura 3.3(a) será el apropiado. De lo contrario, el circuito a utilizar será el de la figura 3.3(b). El círculo  $1+jx$  es el círculo de resistencia de la carta de impedancias de Smith para el cual  $r=1$ .



**Fig 3.3.** Redes de adaptación tipo L

Consideramos primero el circuito de la figura 3.3(a) y escribimos la impedancia de carga como  $Z_L = R_L + jX_L$ . Este circuito se usará, como habíamos dicho anteriormente, cuando  $z_L = Z_L/Z_o$  esté dentro del círculo  $1+jx$  de la carta de Smith, lo que quiere decir que  $R_L > Z_o$  [Ref.2 pag 252-254]

La impedancia vista con la red de adaptación y la carga tienen que ser iguales a  $Z_o$ . Para simplificar cálculos se toma  $B$  como una admitancia, lo que habrá que tener en cuenta en el resultado final para calcular el valor real del elemento; mientras que  $X$  es una impedancia. Por lo tanto, la impedancia correspondiente a  $B$  será,  $Z_B = 1/B$ .

$$Z_o = jX + \frac{1}{jB + \frac{1}{R_L + jX_L}}$$

Si tomamos la parte real y la parte imaginaria podemos separar en dos ecuaciones que nos permitirán calcular X y B.

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L / Z_o} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_o R_L}}{R_L^2 + X_L^2}$$

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_o}{R_L} - \frac{Z_o}{B R_L}$$

En la ecuación para el cálculo de B observamos que hay dos soluciones posibles tanto para B como para X. Ambas soluciones son físicamente realizables ya que ambos valores positivos y negativos para B y X son posibles. Si X es positivo implica que es un inductor, y si es negativo un condensador. Sin embargo, valores positivos de B implican un condensador y valores negativos un inductor. Una de estas soluciones resultará en valores menores para los componentes reactivos y puede que sea la solución preferida si el ancho de banda de adaptación es mejor. Por lo tanto, una vez obtenidos los valores de B y X será necesario calcular el valor del inductor y capacitor correspondiente. Para ello es necesario conocer la frecuencia de trabajo y tener en cuenta que B es una admitancia y es necesario calcular la impedancia asociada a B. Así, el valor del inductor y capacitor será:

$$L = \frac{Z_L}{2\pi f} \quad \text{y} \quad C = \frac{1}{2\pi f Z_C}$$

Si consideramos el circuito de la figura 3.3(b), éste deberá ser usado cuando la impedancia normalizada  $z_L$  esté fuera del círculo  $1+jx$  de la carta de Smith, lo que implica que  $R_L < Z_o$ . La admitancia formada por la red de adaptación seguida de la carga  $Z_L = R_L + jX_L$  deberá ser igual a  $1/Z_o$ .

$$\frac{1}{Z_o} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)}$$

Separando en parte real y parte imaginaria obtenemos las siguientes ecuaciones para resolver X y B:

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_o - R_L)} - X_L$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_o - R_L) / R_L}}{Z_o}$$

En este caso también habrá dos posibles soluciones. Para adaptar una carga compleja arbitraria a una impedancia característica de  $Z_0$ , la parte real de la impedancia de entrada a la red de adaptación debe ser  $Z_0$ , mientras que la parte imaginaria debe ser cero. Esto implica que una red de adaptación general debe tener, por lo menos, dos grados de libertad. En las redes tipo L, que acabamos de ver, estos grados de libertad vienen dados por los valores de los dos componentes reactivos.

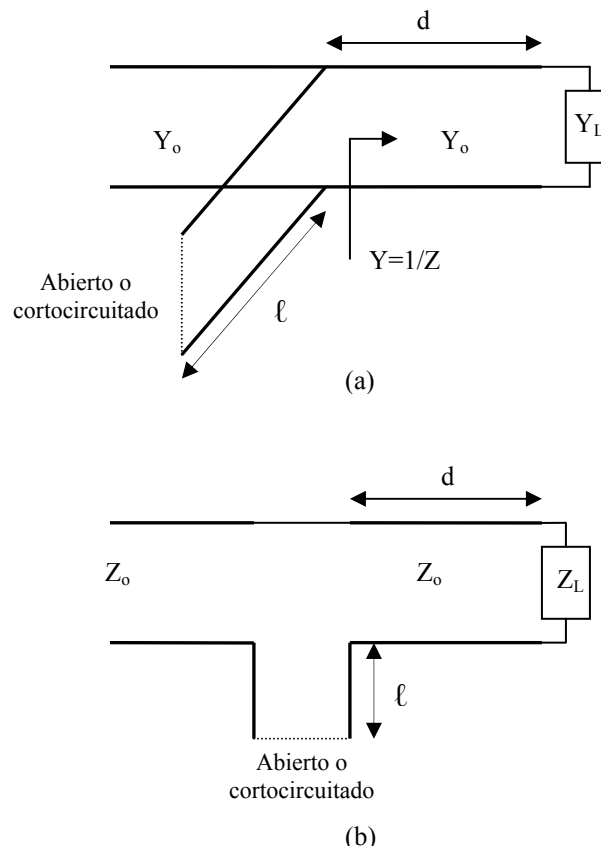
Otra forma de encontrar los valores para nuestra red de adaptación es utilizando la carta de Smith, como se explica detalladamente en la [Ref.3 pag 113-141], o a través del ejemplo de la [Ref.2 pag 254-257].

### 3.3- Redes de adaptación Microstrip:

Las líneas Microstrip se usan en la construcción de amplificadores debido a la facilidad de su realización mediante circuitos impresos. Una línea Microstrip es una línea de transmisión que consiste en una tira de conductor y plano de masa separados por un medio dieléctrico. A continuación vamos a ver las principales redes Microstrip de adaptación.

#### 3.3.1- Adaptación con un único stub.

Esta técnica de adaptación consiste en utilizar un corto circuito o circuito abierto de línea de transmisión, llamada “stub”, conectada en paralelo o en serie con la línea de transmisión, a una cierta distancia de la carga. En la figura 3.4 se muestran estos circuitos.



**Fig 3.4.** Circuitos de un único Stub. (a) Paralelo. (b) Serie

En este tipo de circuitos los parámetros a diseñar son la distancia desde la carga hasta el “stub”,  $d$ , y el valor de la susceptancia o reactancia que proporciona el *stub*. Para el caso del *stub* en paralelo, la idea es seleccionar “ $d$ ” para que la admitancia  $Y$ , vista desde la línea a la distancia “ $d$ ” de la carga es de la forma  $Y_o + jB$ . Luego, la susceptancia es elegida como  $-jB$ . Para el caso del *stub* en serie, la distancia “ $d$ ” es seleccionada para que la impedancia,  $Z$ , vista desde la línea a una distancia “ $d$ ” de la carga sea  $Z_o + jX$ . Luego, la reactancia del *stub* es elegida como  $-jX$ , quedando ya adaptada.

Esto es posible ya que una longitud adecuada de línea de transmisión en circuito abierto o cortocircuito puede producir cualquier valor deseado de reactancia o susceptancia, como se explica minuciosamente en [Ref.2 Cap.2]. Vamos a ver los dos casos por separado. [Ref.2 pag 259-266].

### a) Stub en paralelo:

Vamos a ver las soluciones analíticas para el cálculo de “ $d$ ” y “ $\ell$ ”, obviando las soluciones calculadas a través del diagrama de Smith que, aunque su cálculo es más sencillo e intuitivo, son menos exactas. En la referencia citada anteriormente puede verse una explicación concisa sobre el cálculo a través de la carta de Smith.

La figura 3.4(a) muestra el circuito con un único *stub* en paralelo. Para el cálculo de “ $d$ ” y “ $\ell$ ” escribiremos la impedancia  $Z_L = 1/Y_L = R_L + jX_L$ . Entonces, la impedancia  $Z$  a lo largo de una distancia,  $d$ , de línea desde la carga será [Ref.2 pag 65-68]:

$$Z = Z_o \frac{(R_L + jX_L) + jZ_o t}{Z_o + j(R_L + jX_L)t}$$

donde  $t = \tan(\beta d)$  y  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  es la constante de propagación de la onda.

Como estamos en el caso de un *stub* en paralelo, vamos a expresarnos en términos de admitancia ya que facilita los cálculos. Por lo tanto, la admitancia en este punto es:

$$Y = G + jB = 1/Z$$

Donde  $G$  es la parte real de la admitancia, llamada conductancia, y  $B$  es la parte imaginaria, llamada susceptancia. Sus expresiones son:

$$G = \frac{R_L(1+t^2)}{R_L^2 + (X_L + Z_o t)^2}$$

$$B = \frac{R_L^2 t - (Z_o - X_L t)(X_L + Z_o t)}{Z_o [R_L^2 + (X_L + Z_o t)^2]}$$

Entonces, ahora elegimos “ $d$ ” (expresada a través de “ $t$ ”) de manera que  $G = Y_o = 1/Z_o$ . Esto nos lleva a la siguiente ecuación de segundo grado:



$$Z_o(R_L - Z_o)t^2 - 2X_L Z_o t + (R_L Z_o - R_L^2 - X_L^2) = 0$$

Resolviendo “t” para el caso en el que  $R_L \neq Z_o$ :

$$t = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L[(Z_o - R_L)^2 + X_L^2]/Z_o}}{R_L - Z_o}$$

Para el caso en donde  $R_L = Z_o$ , entonces  $t = -X_L/2Z_o$ . Así, las dos soluciones principales para “d” son:

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} t, & \text{para } t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t), & \text{para } t < 0 \end{cases}$$

Para encontrar las longitudes requeridas para el *stub*, habrá que utilizar primero el valor de “t” hallado para conocer la susceptancia B. Para un *stub* en circuito abierto la longitud, denotada por  $\ell_o$ , será:

$$\frac{\ell_o}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{B}{Y_o} \right)$$

Para un *stub* en corto circuito la expresión de la longitud,  $\ell_s$ , es:

$$\frac{\ell_s}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{Y_o}{B} \right)$$

En el caso en el que la longitud, tanto para el caso de circuito abierto como para el de corto circuito, sea negativa; una longitud de  $\lambda/2$  puede ser añadida para dar un resultado positivo.

#### b) Stub en serie:

La figura 3.4(b) nos muestra el circuito *stub* en serie. Al igual que en el caso anterior, vamos a omitir el cálculo de “d” y “ℓ” mediante el diagrama de Smith, para centrarnos exclusivamente en el cálculo analítico. Para ello, vamos a escribir la admitancia de carga como  $Y_L = 1/Z_L = G_L + jB_L$ . Así, la admitancia Y a lo largo de la distancia, d, de línea desde la carga es:

$$Y = Y_o \frac{(G_L + jB_L) + jtY_o}{Y_o + jt(G_L + jB_L)}, \text{ donde } t = \tan(\beta d).$$

Como  $Y = 1/Z_o$ , podemos expresar la impedancia en este punto como:

$$Z = R + jX = 1/Y$$

Donde R es la parte real de la impedancia, llamada resistencia, y X es la parte imaginaria, llamada reactancia. Sus expresiones son:

$$R = \frac{G_L(1+t^2)}{G_L^2 + (B_L + Y_o t)^2}$$

$$X = \frac{G_L^2 t - (Y_o - B_L t)(B_L + Y_o t)}{Y_o [G_L^2 + (B_L + Y_o t)^2]}$$

Al igual que antes, elegimos “d” de manera que  $R=Z_o=1/Y_o$ . Esto nos lleva a la siguiente ecuación de segundo grado:

$$Y_o(G_L - Y_o)t^2 - 2B_L Y_o t + (G_L Y_o - G_L^2 - B_L^2) = 0$$

Resolviendo esta ecuación para  $G_L \neq Y_o$ , tenemos que “t” será:

$$t = \frac{B_L \pm \sqrt{G_L[(Y_o - G_L)^2 + B_L^2]}/Y_o}{G_L - Y_o}$$

Si  $G_L = Y_o$ , entonces  $t = -B_L/2Y_o$ . De este modo, las dos principales soluciones para “d” son:

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} t, & \text{para } t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t), & \text{para } t < 0 \end{cases}$$

Para conocer la longitud exacta del *stub* habrá que usar primero del valor de “t”, hallado anteriormente, para calcular la reactancia X. Esta reactancia, al igual que en el caso anterior con la susceptancia, será de signo opuesto a la de la reactancia del *stub* que buscamos. Por eso, en la fórmula final añadimos un signo negativo. Para el caso de corto circuito tendremos que la longitud,  $\ell_s$ , de *stub* necesaria es:

$$\frac{\ell_s}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{X}{Z_o} \right)$$

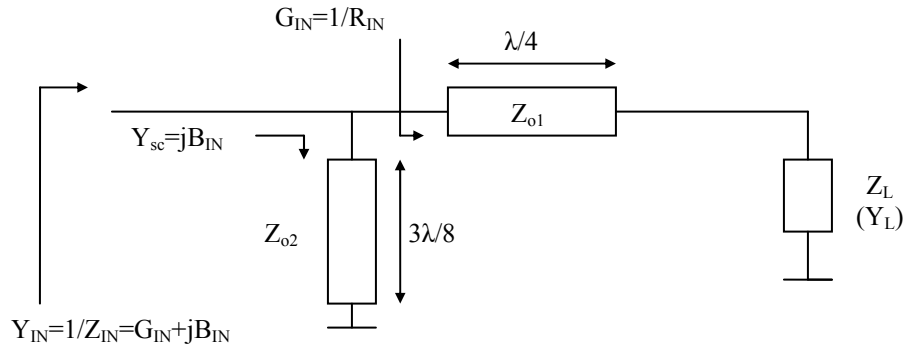
Mientras que para el caso de circuito abierto,  $\ell_o$ , será:

$$\frac{\ell_o}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{Z_o}{X} \right)$$

Si la longitud es negativa, una longitud de  $\lambda/2$  puede ser añadida para obtener un resultado positivo.

### 3.3.2- Tipos de Redes de Adaptación Microstrip

Un circuito microstrip muy práctico para realizar redes de adaptación consiste en usar una línea de un cuarto de longitud de onda con impedancia característica de  $Z_{o1}$  seguida de un stub cortocircuitado en paralelo de longitud  $\lambda/4$  o  $3\lambda/8$  e impedancia característica  $Z_{o2}$ , para transformar una carga de  $50\Omega$  a cualquier valor de impedancia. Un stub en circuito abierto en paralelo se puede utilizar en lugar de un stub cortocircuitado en paralelo.



**Fig 3.5.** Red de adaptación Microstrip

El proceso de diseño para la red de adaptación de la figura 3.5 consiste en considerar  $Y_{IN} = G_{IN} + jB_{IN}$ , donde  $B_{IN} > 0$ , de manera que el transformador de cuarto de longitud de onda se usa para transformar  $Z_L = 50\Omega$  a la resistencia de entrada  $R_{IN} = 1/G_{IN}$ . El stub cortocircuitado en paralelo se diseña para producir la admitancia  $jB_{IN}$ . Por consiguiente, la suma de  $G_{IN}$  y  $jB_{IN}$  produce la deseada  $Y_{IN}$ .

La impedancia característica de la línea de cuarto de longitud de onda  $Z_{o1}$  se calcula usando:

$$Z_{o1} = (Z_L R_{IN})^{1/2} = (50 R_{IN})^{1/2}$$

Entonces, como un stub cortocircuitado en paralelo de longitud  $3\lambda/8$  produce una admitancia en paralelo de valor  $Y_{sc} = jY_{o2}$ , dejamos que  $jY_{o2}$  sea igual a  $jB_{IN}$ . Lo que quiere decir que:

$$Y_{o2} = B_{IN}$$

$$Z_{o2} = 1/Y_{o2} = 1/B_{IN}$$

En conclusión, la impedancia característica de una línea de un cuarto de longitud de onda  $Z_{o1}$  produce la conductancia de entrada de  $G_{IN}$ , y la impedancia característica del stub en paralelo  $Z_{o2}$  produce la susceptancia de entrada  $B_{IN}$ . Si se usa un stub en circuito abierto en paralelo en lugar de uno cortocircuitado, entonces su longitud debería ser  $\lambda/8$  para producir  $Y_{oc} = jY_{o2}$ .

Si la impedancia de entrada viene dada por  $Y_{IN} = G_{IN} - jB_{IN}$ , donde  $B_{IN} > 0$ ,  $Z_{o1}$  se calcula usando la misma ecuación anterior, y un stub cortocircuitado en paralelo de longitud  $\lambda/8$  producirá  $Y_{sc} = -jY_{o2}$ . Por consiguiente, igualando  $-jY_{o2}$  a  $-jB_{IN}$  obtenemos:

$$-jY_{o2} = -jB_{IN}$$

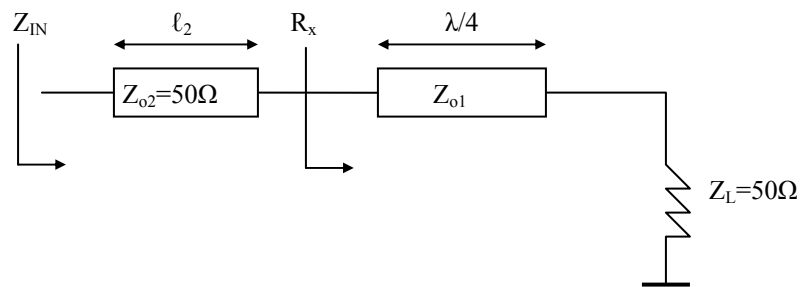
$$Z_{o2} = 1/Y_{o2} = 1/B_{IN}$$

Si se usa un stub en circuito abierto en paralelo en lugar de uno cortocircuitado, su longitud debería ser de  $3\lambda/8$  para producir  $Y_{oc} = -jY_{o2}$ .

Otra red de adaptación microstrip que se diseña fácilmente a partir de la carta de Smith se basa en usar una línea de longitud  $\lambda/4$  con impedancia característica  $Z_{o1}$  para transformar la carga de  $50\Omega$  en la resistencia  $R_x$  ( $r_x = R_x/50$ ), que se encuentra en el círculo constante de  $|\Gamma|$  que pasa por  $z_{IN} = Z_{IN}/50$ . El valor de  $Z_{o1}$  viene dado por:

$$Z_{o1} = \sqrt{50R_x}$$

Luego, una línea de  $50\Omega$  de longitud  $\ell_2$  cambia la resistencia normalizada  $r_x$  en el valor de impedancia deseado  $z_{IN}$ . El circuito se muestra en la figura 3.6.



**Fig 3.6.** Red de adaptación microstrip

## **Referencias:**

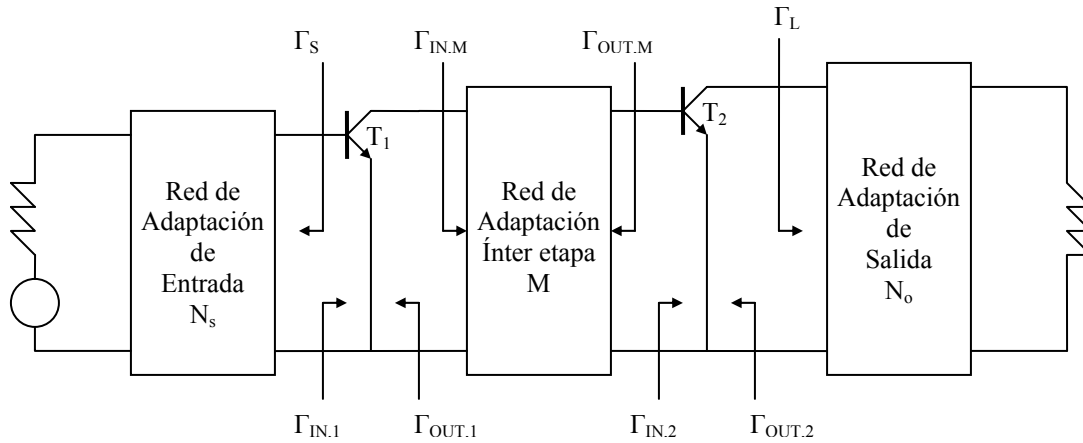
- [1] Pieter L.D. Abrie, *The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers*, Artech House, Dedham, 1985.
- [2] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2ª ed., Wiley, 1998.
- [3] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design*, 2ª ed. Prentice Hall, N.J., 1997

## **Bibliografía Adicional:**

- [1] S.R. Pennock, P.R. Shepherd, *Microwave Engineering with wireless applications*, Mc Graw-Hill Telecommunications, 1998.
- [2] Peter A. Rizzi, *Microwave Engineerign, Passive Circuits*, Prentice Hall, N.J., 1988.

## 4- Diseño de Amplificadores de Dos Etapas

La configuración de un amplificador de microondas de dos etapas con transistores se muestra en la figura 4.1. El diseño de un amplificador de dos etapas normalmente consiste en la optimización o de la ganancia total, o de la figura de ruido total o de la potencia total. En un amplificador de dos etapas la estabilidad de las etapas individuales, así como la estabilidad global, deben ser comprobadas [Ref.1 pag 372-374]



**Fig 4.1.** Diagrama de un amplificador de dos etapas.

En un diseño que requiera maximizar la ganancia total, los coeficientes de reflexión se seleccionan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\Gamma_S &= (\Gamma_{IN,1})^* \\ \Gamma_{IN,M} &= (\Gamma_{OUT,1})^* \\ \Gamma_{OUT,M} &= (\Gamma_{IN,2})^* \\ \Gamma_L &= (\Gamma_{OUT,2})^*\end{aligned}$$

En un diseño que requiera maximizar la potencia, los coeficientes de reflexión se seleccionan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\Gamma_S &= (\Gamma_{IN,1})^* \\ \Gamma_{IN,M} &= \Gamma_{LP,1} \\ \Gamma_{OUT,M} &= (\Gamma_{IN,2})^* \\ \Gamma_L &= \Gamma_{LP,2}\end{aligned}$$

Donde  $\Gamma_{LP,1}$  y  $\Gamma_{LP,2}$  son los coeficientes de reflexión de gran señal de  $T_1$  y  $T_2$ . En un diseño de bajo ruido, los coeficientes de reflexión se seleccionan como:

$$\begin{aligned}\Gamma_S &= \Gamma_{\text{opt},1} \\ \Gamma_{\text{IN},M} &= (\Gamma_{\text{OUT},1})^* \\ \Gamma_{\text{OUT},M} &= \Gamma_{\text{opt},2} \\ \Gamma_L &= (\Gamma_{\text{OUT},2})^*\end{aligned}$$

Donde  $\Gamma_{\text{opt},1}$  y  $\Gamma_{\text{opt},2}$  son los coeficiente de reflexión óptimos de ruido de la fuente para las etapas 1 y 2 respectivamente. De este modo, la figura de ruido total del amplificador de dos etapas dependerá de la figura de ruido de la primera etapa ( $F_1$ ), la figura de ruido de la segunda etapa ( $F_2$ ) y la ganancia de la primera etapa ( $G_{A1}$ ), según la fórmula:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}}$$

## **Referencias:**

[1] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis an Design*, 2ª ed. Prentice Hall, N.J., 1997

## **5- Filtros de Microondas**

### **5.1- Introducción**

Un filtro de microondas es una red de dos puertos que se utiliza para controlar la respuesta en frecuencia de un dispositivo de microondas al proporcionar transmisión en las frecuencias de paso del filtro y atenuación en las frecuencias de rechazo del filtro.

Hay varios métodos de diseño de filtros de microondas. El más sencillo utiliza *estructuras periódicas* que consiste en una línea de transmisión o una guía onda cargada periódicamente con elementos reactivos. El *método de los parámetros de imagen* consiste en poner en cascada filtros de dos puertos para conseguir la frecuencia de corte deseada y las características de atenuación. El problema de este método es que, para conseguir la respuesta deseada, debe iterarse muchas veces hasta conseguir los resultados deseados. Finalmente tenemos el *método de las pérdidas de inserción* que utiliza técnicas de síntesis de redes para diseñar filtros con una respuesta en frecuencia completamente especificada. Estos diseños se basan primeramente en prototipos de filtros paso bajo que son normalizados en impedancia y frecuencia. Después se aplica una transformación para convertir el prototipo al rango de frecuencia y nivel de impedancia deseados.

Estos métodos de diseño proporcionan circuitos con elementos discretos por lo que en muchas aplicaciones de microondas será necesario modificar estos diseños para usar elementos distribuidos como secciones de líneas de transmisión. Las transformaciones de Richard y las identidades de Kuroda ayudan a realizar este paso.

### **5.2- Diseño de Filtros por el Método de Pérdidas de Inserción**

Un filtro perfecto no tendría pérdidas de inserción en la banda de paso, tendría infinita atenuación en la banda de rechazo y una respuesta de fase lineal en la banda de paso, sin embargo no es físicamente realizable. El método de pérdidas de inserción permite un mayor control sobre la banda de paso, la de rechazo y las características de fase, con una manera sistemática para sintetizar la respuesta deseada.

En el método de pérdidas de inserción la respuesta del filtro está definida por sus pérdidas de inserción o la relación de potencia perdida,  $P_{LR}$ :

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible de la fuente}}{\text{Potencia entregada a la carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}$$

Sabemos que  $|\Gamma(\omega)|^2$  es una función par de  $\omega$ , por lo tanto puede expresarse como un polinomio en  $\omega^2$ . Por lo tanto podemos escribir:

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)}$$



Donde M y N son polinomios en  $\omega^2$ . Sustituyendo esto en la ecuación de  $P_{LR}$  tenemos:

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}$$

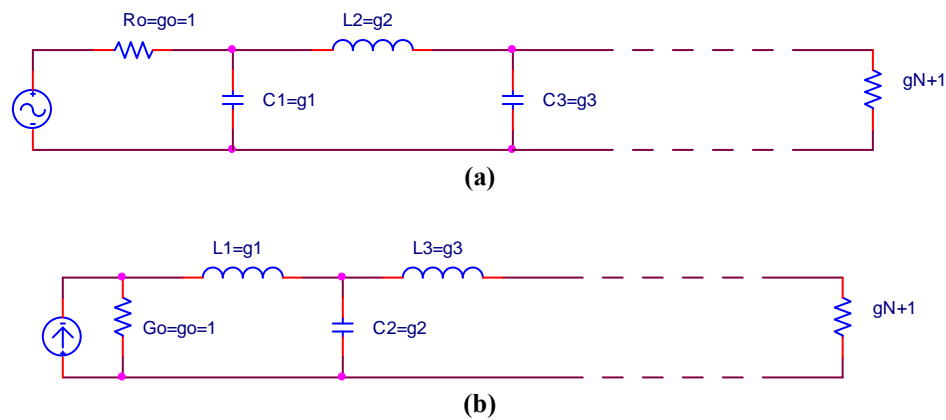
Así, para que un filtro sea físicamente realizable, su relación de pérdida de potencia debe poder expresarse de esta forma. Hay varias respuestas de filtros que cumplen esto como los maximalmente planos, los de rizado constante, los elípticos y los de fase lineal. Nosotros vamos a centrarnos en los maximalmente planos para nuestro diseño, pero una explicación detallada de cada uno de los anteriores puede verse en [Ref.1 pag 476-486].

### 5.2.1- Prototipo del Filtro Paso Bajo Maximalmente Plano

Esta característica también se llama respuesta binomial o de Butterworth y proporciona la respuesta más plana posible en la banda de paso para un orden del filtro dado. Para un filtro paso bajo viene descrita por:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$$

Donde N es el orden del filtro y  $\omega_c$  la frecuencia de corte. La banda de paso se extiende desde  $\omega=0$  hasta  $\omega=\omega_c$  y en el borde de la banda la relación de pérdida de potencia es de  $1+k^2$ . Si elegimos esto como el punto de -3dB, entonces  $k=1$ . Para  $\omega>\omega_c$  la atenuación crece monótonamente con la frecuencia. Para  $\omega \gg \omega_c$ ,  $P_{RL} \approx k^2 (\omega/\omega_c)^{2N}$ , lo que muestra que las pérdidas de inserción aumentan a razón de 20N dB/década.



**Fig 5.1.** Circuitos en escalera para un prototipo de filtro paso bajo y su definición de elementos. (a) Prototipo comenzando con un elemento en paralelo. (b) Prototipo comenzando con un elemento en serie.

Para un diseño paso bajo normalizado donde la impedancia de fuente es de  $1\Omega$  y la frecuencia de corte es  $\omega_c=1$ , los valores de los elementos para un circuito tipo escalera como el de la figura 5.1 pueden ser tabulados. La tabla 5.1, que se muestra a continuación, da los valores de estos elementos para un prototipo de filtro paso bajo maximalmente plano para  $N=1$  hasta 6. La derivación del cálculo de esta tabla puede verse con detalle en [Ref.1 pag 479-480].

N	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	2.0000	1.0000					
2	1.4142	1.4142	1.0000				
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000			
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000		
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000	
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000

**Tabla 5.1.** Valores de los elementos para un prototipo de filtro paso bajo maximalmente plano ( $g_0=1$ ,  $\omega_c=1$ )

Los valores que se obtienen en esta tabla pueden ser usados con cualquiera de los circuitos de la figura 5.1 de la siguiente manera. Los valores de los elementos están numerados desde  $g_0$ , en la impedancia del generador, hasta  $g_{N+1}$ , en la impedancia de carga, para un filtro que tiene N elementos reactivos. Los elementos se alternan entre conexiones serie y paralelo y  $g_k$  tiene la siguiente definición:

$g_0$ = Resistencia del generador en la Fig 5.1(a) o conductancia del generador en la Fig5.1(b).

$g_k$ = Inductancia para inductores en serie o capacitancia para condensadores en paralelo.

$g_{N+1}$ = Resistencia de carga si  $g_N$  es un condensador en paralelo o conductancia de carga si  $g_N$  es un inductor en serie.

Los circuitos de la figura 5.1 pueden considerarse duales y los dos darán la misma respuesta. Finalmente, para poder realizar el diseño será necesario determinar el orden del filtro. Esto se halla normalmente por una especificación en las pérdidas de inserción a alguna frecuencia en la banda de rechazo del filtro.

### **5.3- Transformaciones de los Filtros Normalizados**

Se ha descrito un prototipo de filtro paso bajo que presentaba un diseño normalizado con una impedancia de fuente de  $R_s= 1\Omega$  y una frecuencia de corte de  $\omega_c=1$ . A continuación se muestra como los diseños pueden ser escalados, en términos de frecuencia e impedancia, y convertidos para dar filtros paso bajo, paso banda o rechazo banda. Nosotros nos centraremos en la conversión paso banda que es la que se utilizará en el desarrollo de este proyecto.

#### **5.3.1- Escalado en Impedancia.**

En el diseño del prototipo, la resistencia de fuente y carga son la unidad. Una resistencia de fuente de  $R_0$  puede obtenerse multiplicando las impedancias del diseño del prototipo por  $R_0$ . Entonces, si escalamos las impedancias respecto a  $R_0$  tenemos los valores de los componentes dados por:

$$L' = R_0 L$$

$$C' = \frac{C}{R_0}$$

$$R'_S = R_0$$

$$R'_L = R_0 R_L$$

Donde L, C, y R<sub>L</sub> son los valores de los componentes del prototipo original.

### 5.3.2- Escalado en Frecuencia para la Transformación Paso Banda.

El prototipo del diseño del filtro paso bajo puede ser transformado para tener una respuesta paso banda. Si  $\omega_1$  y  $\omega_2$  denotan los bordes de la banda de paso, entonces una respuesta paso banda puede obtenerse usando la siguiente sustitución en frecuencia [Ref.1 pag 489-492]:

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Donde,

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

Es el ancho de banda ponderado de la banda de paso. La frecuencia central,  $\omega_0$ , se escoge como la media geométrica porque simplifica las ecuaciones:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

Así, usando la transformación en frecuencia anterior, vemos que:

$$\text{Cuando } \omega = \omega_0 \quad \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 0$$

$$\text{Cuando } \omega = \omega_1 \quad \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega_1} \right) = -1$$

$$\text{Cuando } \omega = \omega_2 \quad \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega_1} \right) = 1$$

Los elementos del nuevo filtro están determinados por esta transformación en frecuencia en las expresiones para las reactancias en serie y las susceptancias en paralelo. Así,

$$jX_k = \frac{j}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L_k = j \frac{\omega L_k}{\Delta \omega_0} - j \frac{\omega_0 L_k}{\Delta \omega} = j \omega L'_k - j \frac{1}{\omega C'_k}$$

Lo que muestra que la bobina en serie,  $L_k$ , se transforma en un circuito LC en serie con los valores de los elementos:

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta\omega_0}$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k}$$

Del mismo modo tenemos que:

$$jB_k = \frac{j}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C_k = j \frac{\omega C_k}{\Delta\omega_0} - j \frac{\omega_0 C_k}{\Delta\omega} = j\omega C'_k - j \frac{1}{\omega L'_k}$$

Lo que muestra que un condensador en paralelo,  $C_k$ , se transforma en un circuito LC en paralelo donde los valores son:

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta\omega_0}$$

De este modo, los elementos del filtro paso bajo han sido convertidos a circuitos resonantes (baja impedancia en la resonancia) en los brazos en serie, y en circuitos resonantes en paralelo (alta impedancia en la resonancia), en los brazos en paralelo. Ambos, los resonadores en serie y paralelo, tienen una frecuencia de resonancia de  $\omega_0$ .

## 5.4- Implementación del Filtro

Los filtros con elementos discretos diseñados anteriormente funcionan bien a bajas frecuencias. Sin embargo, surgen dos problemas cuando se trabaja a la frecuencia de microondas. El primero es que bobinas y condensadores son disponibles sólo para un determinado rango de valores y son muy difíciles de implementar a la frecuencia de microondas, pero se pueden aproximar con elementos distribuidos. Además, a las frecuencias de microondas, las distancias entre los componentes del filtro no son despreciables. Las transformaciones de *Richard* se usan para convertir estos elementos discretos en secciones de líneas de transmisión, mientras que las identidades de *Kuroda* se pueden usar para separar los elementos del filtro usando secciones de líneas de transmisión.

### 5.4.1- Las Transformaciones de Richard

La siguiente transformación:

$$\Omega = \tan \beta \ell = \tan \left( \frac{\omega \ell}{v_p} \right)$$

Pasa del plano de  $\omega$  al plano de  $\Omega$ , que se repite con un periodo de  $\omega \ell / v_p = 2\pi$ . Esta transformación fue introducida por P. Richard para sintetizar una red LC usando líneas de transmisión en corto circuito y circuito abierto. Así, si reemplazamos la variable de frecuencia  $\omega$  por  $\Omega$ , la reactancia de un inductor se puede escribir como:

$$jX_L = j\Omega L = jL \tan \beta \ell$$

Y la susceptancia de un condensador se puede escribir como:

$$jB_C = j\Omega C = jC \tan \beta \ell$$

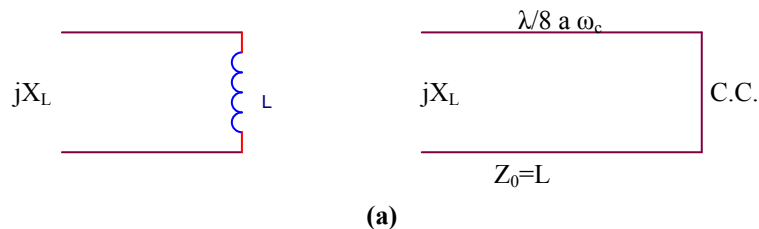
Estos resultados nos indican que un inductor puede remplazarse por un “stub” en cortocircuito de longitud  $\beta \ell$  e impedancia característica  $L$ ; mientras que un condensador puede remplazarse por un “stub” en circuito abierto de longitud  $\beta \ell$  e impedancia característica  $1/C$ . Se asume una impedancia unidad del filtro.

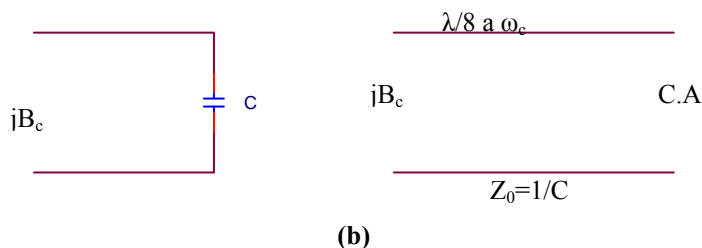
La frecuencia de corte se produce a la frecuencia unidad para un prototipo de filtro paso bajo. Para obtener la misma frecuencia de corte en el filtro tras la transformación de Richard se da que:

$$\Omega = 1 = \tan \beta \ell$$

Que da una longitud de “stub” de  $\ell = \lambda/8$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la línea a la frecuencia de corte,  $\omega_c$ . A la frecuencia  $\omega_0 = 2\omega_c$ , la línea tendrá una longitud de  $\lambda/4$ , y se producirá la atenuación de un polo. A frecuencias alejadas de  $\omega_c$ , las impedancias de los “stubs” ya no coincidirán con las impedancias originales de los elementos discretos y la respuesta del filtro diferirá de la respuesta deseada del prototipo. Además, la respuesta será periódica en frecuencia, repitiéndose cada  $4\omega_c$ .

En un principio, las bobinas y condensadores de un filtro de elementos discretos pueden remplazarse por “stubs” en corto circuito y circuito abierto como muestra la figura 5.2.





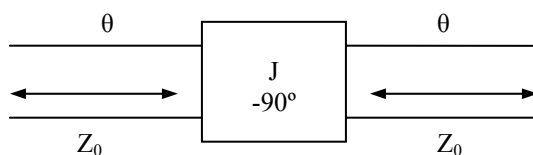
**Fig 5.2.** Transformaciones de Richard. (a) De una bobina a un “stub” en corto circuito.  
(b) De un condensador a un “stub” en circuito abierto.

## 5.5- Filtros de Líneas Acopladas

Las líneas de transmisión acopladas en paralelo pueden usarse para construir muchos tipos de filtros. La fabricación de filtros paso banda y rechazo banda de líneas acopladas es particularmente sencillo en tecnología microstrip para anchos de banda inferiores al 20%. Las propiedades de filtrado de las líneas de transmisión acopladas pueden verse en [Ref.1 pag. 506-511]

### 5.5.1- Diseño de Filtros Paso Banda con Líneas de Transmisión Acopladas.

Los filtros paso banda de banda estrecha pueden realizarse con secciones de líneas de transmisión acopladas en cascada. Para derivar las ecuaciones para los filtros de este tipo tenemos que tener en cuenta que una sección acoplada de línea de transmisión puede ser modelada por el circuito equivalente de la figura 5.3.



**Fig 5.3.** Circuito equivalente de una línea de transmisión acoplada.

Donde el bloque de la figura 5.3 representa un inversor de admitancia considerado como una línea de transmisión de  $\lambda/4$  e impedancia característica,  $1/J$ .

La demostración de la obtención de este circuito equivalente, que se hace al calcular la impedancia imagen y la constante de propagación del circuito equivalente y comprobar que son aproximadamente iguales a los de la sección de línea de transmisión para  $\theta=\pi/2$  (que corresponderá a la frecuencia central de la banda de paso), puede verse en [Ref.1 pag 511]. De este modo se llega a que la impedancia imagen del circuito equivalente es:

$$Z_i = \sqrt{\frac{JZ_0^2 \sin^2 \theta - 1/J \cos^2 \theta}{(1/JZ_0^2) \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta}}$$

Que resulta en el siguiente valor para la frecuencia central,  $\theta=\pi/2$ :

$$Z_i = JZ_0^2$$

Mientras que la constante de propagación es:

$$\cos \beta = \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta$$

Por otra parte, cuando la sección de línea de transmisión acoplada tiene una longitud de  $\lambda/4$  ( $\theta=\pi/2$ ), el valor de la impedancia imagen y la constante de propagación es:

$$Z_i = \frac{1}{2}(Z_{0\text{par}} - Z_{0\text{imp}})$$

$$\cos \beta = \frac{Z_{0\text{par}} + Z_{0\text{imp}}}{Z_{0\text{par}} - Z_{0\text{imp}}} \cos \theta$$

Si igualamos las ecuaciones del circuito equivalente y la línea de transmisión acoplada de longitud  $\lambda/4$ , obtenemos las siguientes igualdades:

$$\frac{1}{2}(Z_{0\text{imp}} - Z_{0\text{par}}) = JZ_0^2$$

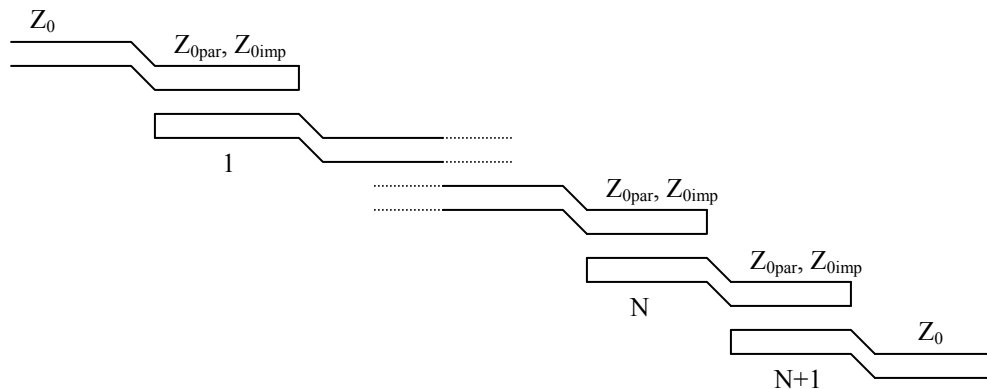
$$\frac{Z_{0\text{imp}} + Z_{0\text{par}}}{Z_{0\text{imp}} - Z_{0\text{par}}} = JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}$$

Donde se asume que  $\sin\theta \approx 1$  para  $\theta$  cerca de  $\pi/2$ . Estas ecuaciones se resuelven para las impedancias de línea par e impar dando:

$$Z_{0\text{par}} = Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2]$$

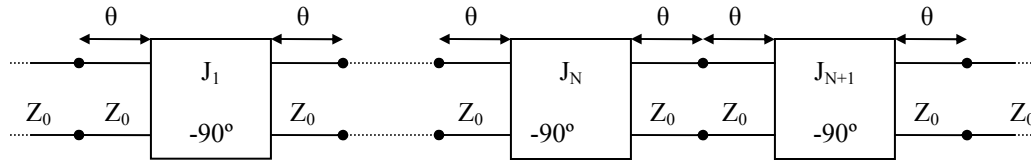
$$Z_{0\text{imp}} = Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2]$$

Consideramos ahora un filtro paso banda compuesto por una cascada de  $N+1$  líneas de transmisión acopladas, como muestra la figura 5.4.



**Fig 5.4.** Filtro paso banda compuesto por  $N+1$  líneas acopladas.

Como cada línea de transmisión acoplada tiene el circuito equivalente de la figura 5.3, el circuito equivalente de la cascada será simplemente conectar en cascada los circuitos equivalentes de la figura 5.3, de manera que entre dos inversores consecutivos tenemos una sección de línea de transmisión de longitud efectiva  $2\theta$ . Así, resulta el circuito equivalente de la figura 5.5. De este modo, la línea entre dos inversores consecutivos tiene una longitud aproximada de  $\lambda/2$  alrededor de la región de banda de paso del filtro y tiene un circuito equivalente aproximado consistente en un resonador LC en paralelo. La demostración de esta equivalencia entre la línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  y el resonador LC en paralelo puede verse en [Ref.1 pag 511-513].



**Fig 5.5.** Circuito equivalente de la cascada de secciones de líneas de transmisión.

Las secciones finales del circuito de la figura 5.5 de longitud  $\theta$  están adaptadas a  $Z_0$  y, por lo tanto, pueden ser ignoradas. Los inversores de los extremos,  $J_1$  y  $J_{N+1}$ , pueden ser representados por un transformador seguido de una sección de línea de transmisión de  $\lambda/4$ . La línea de  $\lambda/4$  sólo produce un cambio de fase, por lo que también puede ser ignorada.

Por lo tanto, con los resultados anteriores para las secciones interiores y las de los extremos, vemos que cada par de líneas acopladas equivale a un resonador LC en paralelo y un inversor de admitancia se encuentra entre cada par de resonadores LC. Luego, vemos que un inversor de admitancia tiene el efecto de transformar un resonador LC en paralelo en un resonador LC en serie. Por lo tanto, esto permitirá determinar las constantes de los inversores de admitancia,  $J_n$ , a partir de los valores de los elementos de un prototipo de filtro paso bajo.

Consecuentemente, como se demuestra para el caso de  $N=2$  en la [Ref.1 pag 515-516], el cálculo de las constantes de los inversores de admitancia,  $J_n$ , puede generalizarse para un número cualquiera de secciones de línea y para el caso en el que  $Z_L \neq Z_0$ . Así, las ecuaciones de diseño para un filtro paso banda con  $N+1$  secciones de línea de transmisión son:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, \quad \text{para } n=2,3,\dots,N.$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}}$$



Las impedancias características pares e impares para cada sección pueden obtenerse a partir de las fórmulas expresadas anteriormente para  $Z_{0\text{par}}$  y  $Z_{0\text{imp}}$ .

## **Referencias**

[1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2ª ed., Wiley, 1998.

## 6- Diseño del Filtro Paso Banda Microstrip

Viendo las características del sistema global, presentadas en la introducción de este proyecto, es preciso diseñar un filtro para conectarlo entre la salida de la antena y la entrada del amplificador de bajo ruido de manera que limite el rango frecuencial de operación. Las características de este filtro se muestran en la siguiente tabla.

Parámetros	Valores
Paso de Banda del Filtro	2332.5 MHz – 2345 MHz
Ancho de Banda	12.5 MHz
Frecuencia Central ( $f_0$ )	2338.75 MHz
Atenuación a $f_0 \pm 230$ MHz	35 dB (min)

**Tabla 6.1.** Requerimientos del filtro

Así, tras comprobar que la realización de este filtro con elementos discretos no era viable, por requerir valores muy pequeños de bobinas y condensadores que no existen comercialmente; se decidió realizar el diseño usando la tecnología Microstrip. Particularmente se escogió diseñar el filtro mediante líneas de transmisión acopladas ya que esta tecnología funciona muy bien para filtros paso banda con anchos de banda inferiores al 20%; siendo este nuestro caso. Además se decidió realizar un filtro maximalmente plano del menor orden posible que cumpliera con las especificaciones; siendo suficiente con un filtro de orden 3.

Por lo tanto, para el diseño del filtro se comienza calculando las constantes de los inversores de admitancia,  $J_n$ .

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_1}} = \sqrt{\frac{5.345 \times 10^{-3} \pi}{2}} = 0.092$$

$$Z_0 J_2 = \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_1 g_2}} = \frac{5.345 \times 10^{-3} \pi}{2 \sqrt{2}} = 5.94 \times 10^{-3}$$

$$Z_0 J_3 = \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_2 g_3}} = \frac{5.345 \times 10^{-3} \pi}{2 \sqrt{2}} = 5.94 \times 10^{-3}$$

$$Z_0 J_4 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_N g_{N+1}}} = \sqrt{\frac{5.345 \times 10^{-3} \pi}{2}} = 0.092$$

A continuación se procede al cálculo de las impedancias pares e impares para cada sección.

$$Z_{0\text{par}}(1) = Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] = 50 [1 + 0.092 + (0.092)^2] = 55.02$$

$$Z_{0\text{imp}}(1) = Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] = 50 [1 - 0.092 + (0.092)^2] = 45.82$$

$$Z_{0\text{par}}(2) = Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] = 50 [1 + 5.94 \times 10^{-3} + (5.94 \times 10^{-3})^2] = 50.3$$

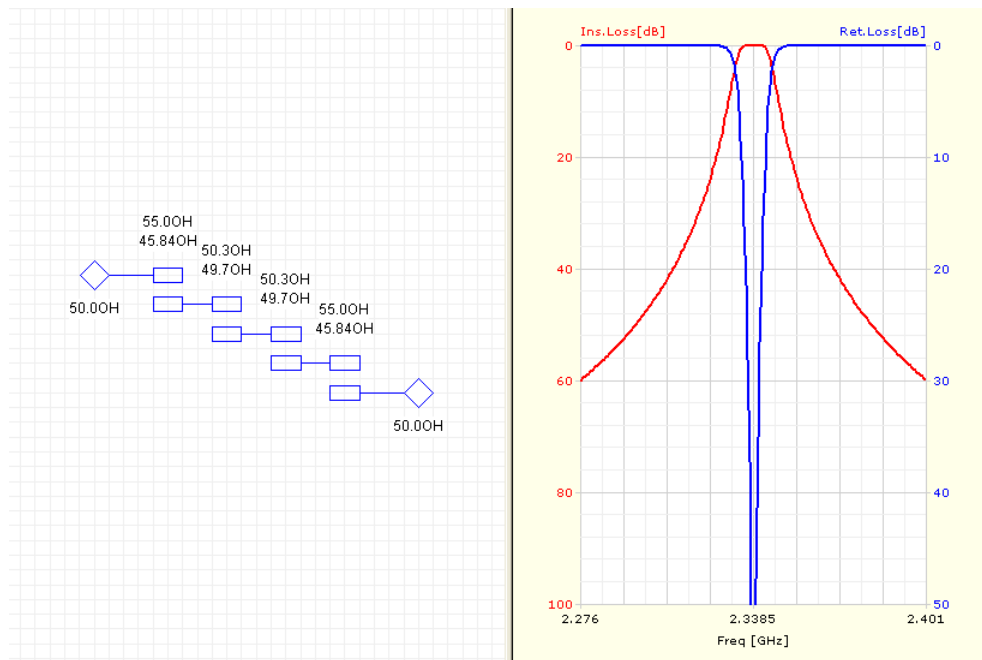
$$Z_{0\text{imp}}(2) = Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] = 50 [1 - 5.94 \times 10^{-3} + (5.94 \times 10^{-3})^2] = 49.71$$

En la siguiente tabla se muestre un resumen detallado de los datos del filtro que hay que implementar.

$n$	$g_n$	$Z_0 J_n$	$Z_{opar}$	$Z_{oimpar}$
1	1	0.092	55.02	45.82
2	2	5.94E-3	50.3	49.71
3	1	5.94E-3	50.3	49.71
4	1	0.092	55.02	45.82

**Tabla 6.2.** Resumen de los datos del filtro Microstrip.

A continuación se muestra la simulación con el programa *Ansoft Designer SV2*, de un filtro de líneas acopladas, maximalmente plano y de orden tres con la misma banda de paso. Como podemos ver, los valores de impedancias de las líneas calculados por el programa coinciden con los valores teóricos.

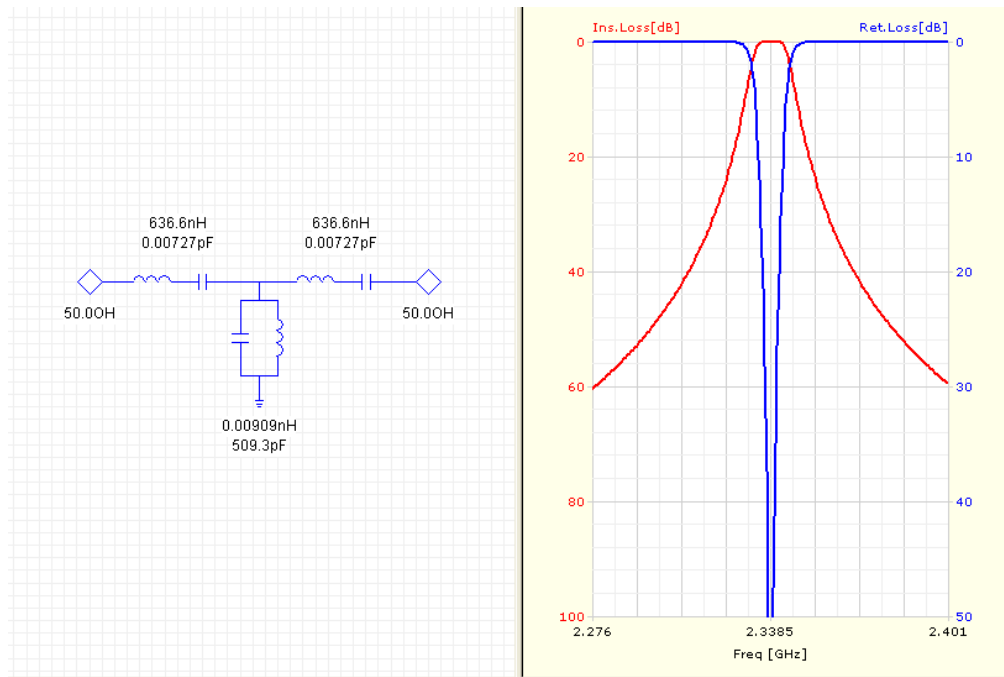


**Fig 6.1.** Respuesta en frecuencia del filtro paso banda.

Además, observando la respuesta en frecuencia del filtro, se puede ver que cumple con las especificaciones de banda de paso y atenuación requeridas.

Por otra parte, es necesario conocer la impedancia del filtro para poder diseñar la correcta red de adaptación a la entrada del transistor de manera que éste vea la  $\Gamma_{opt}$  que produce la mínima figura de ruido. Por lo tanto, para conocer la impedancia del filtro a la frecuencia de trabajo, se calcula el circuito equivalente al filtro microstrip con elementos discretos. Este circuito lo da automáticamente el software *Ansoft Designer SV2*, que se muestra en la figura 6.2.

Después se calcula la impedancia de los elementos a la frecuencia de trabajo ( $f_0=2338.75$  MHz) para, finalmente, hallar la impedancia equivalente del filtro.



**Fig 6.2.** Circuito paso banda con elementos discretos

Calculamos la impedancia de bobinas y condensadores a la frecuencia de trabajo.

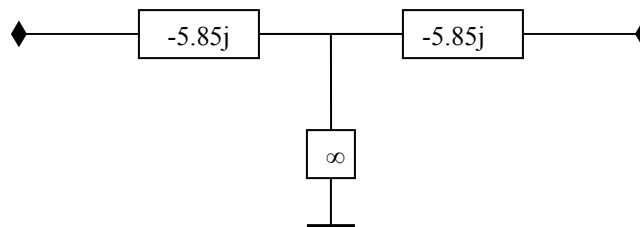
$$L_1 = L_3 = j\omega_o L = j2\pi \cdot 2338.75 \times 10^6 \cdot 636.6 \times 10^{-9} = j9354.71$$

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{j\omega_o C} = -\frac{j}{2\pi \cdot 2338.75 \times 10^6 \cdot 0.00727 \times 10^{-12}} = -j9360.56$$

$$L_2 = j\omega_o L = j2\pi \cdot 2338.75 \times 10^6 \cdot 0.00909 \times 10^{-12} = j0.134$$

$$C_2 = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{2\pi \cdot 2338.75 \times 10^6 \cdot 509.3 \times 10^{-12}} = -j0.134$$

Sumando las impedancias en paralelo y en serie nos queda el siguiente circuito.



**Fig 6.3.** Impedancia del filtro

Por lo tanto, la impedancia total del filtro será la suma en serie de las impedancias de los dos resonadores LC en serie.

$$Z_{\text{Filtro}} = -5.85j - 5.85j = -11.7j$$



## **7- Diseño del Amplificador de Bajo Ruido Utilizando el Transistor BFG424W**

Una vez diseñado el filtro y tener limitado el rango frecuencial de operación se procede al diseño del amplificador de bajo ruido. Para el diseño del amplificador hemos escogido el transistor BFG424W de la compañía *NXP Semiconductors*, cuya hoja de características se adjunta en el Anexo I.

Como hemos de obtener la mínima figura de ruido posible hemos optado por la polarización que proporciona esta mínima figura de ruido (1.2 dB) a nuestra frecuencia de trabajo, que corresponde a un voltaje colector emisor,  $V_{CE}=2V$ , y una corriente de colector,  $I_C=2mA$ . Los parámetros S del transistor para esta polarización no vienen dados por el fabricante por lo que se han escogido los parámetros S, dados por el fabricante, para la polarización de  $V_{CE}=2V$  e  $I_C=3mA$ . Los parámetros S proporcionados por el fabricante para todo el rango frecuencial de funcionamiento del transistor y esta polarización se adjuntan en el Anexo II. A continuación se muestran los parámetros S a la frecuencia de 2.3 GHz para esta polarización y que utilizaremos para todos los cálculos posteriores en el diseño del amplificador.

	<b>Magnitud</b>	<b>Fase (grados)</b>
$S_{11}$	0.463	-134.17
$S_{21}$	4.684	87.54
$S_{12}$	0.068	43.192
$S_{22}$	0.533	-58.73

**Tabla 7.1.** Parámetros S del BFG424W a 2.3GHz,  $V_{CE}=2V$ ,  $I_C=3mA$ .

Lo primero que vamos a mirar es la estabilidad del transistor para asegurarnos que no trabajaremos en zonas inestables.

### **7.1- Estabilidad del Transistor**

Para conocer la estabilidad del transistor es necesario calcular el determinante de la matriz de parámetros S y el factor K. Si  $|\Delta| < 1$  y  $k > 1$  el transistor será incondicionalmente estable.

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| = 0.189_{\angle -100^\circ}$$

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} = 0.843$$

Por lo tanto, como  $k < 1$  nuestro amplificador es potencialmente inestable. Es necesario calcular y dibujar en el diagrama de Smith los círculos de estabilidad de entrada y salida para conocer la región estable donde debemos trabajar.

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 2.68_{\angle 146.3^\circ}$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 1.78$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 2.2_{\langle 68}$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 1.28$$

Tendremos que escoger  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  de manera que estén en la región estable para no desestabilizar al transistor. Los círculos de estabilidad se encuentran representados en la *Carta de Smith 1*.

Para todo el diseño vamos a suponer que el dispositivo es unilateral, es decir  $S_{12}=0$ , por lo que vamos a calcular el error que supondrá en la ganancia dicha suposición.

$$U = \frac{|S_{12}S_{21}S_{11}S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} = 0.14$$

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \Rightarrow 0.77 < G_T - G_{TU} < 1.35 \Rightarrow -1.13dB < G_T - G_{TU} < 1.31dB$$

Por lo tanto, tendremos un error en la ganancia de cómo máximo 1.3 dB superior o 1.1dB inferior al valor calculado. La suposición de dispositivo unilateral es aceptable.

Vamos a ver cual es la ganancia máxima que nos puede proporcionar un amplificador de una etapa usando el transistor BFG424W. Vamos a suponer adaptación complejo conjugada en entrada y salida del transistor.

$$G_{\max} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{22}|^2} = 1.27 \cdot 21.9 \cdot 1.4 = 38.9 \Rightarrow 15.9dB$$

Vemos que la ganancia máxima que se puede obtener en el diseño de un amplificador de una etapa con este transistor no está dentro del rango requerido para el sistema; por lo tanto será necesario diseñar un amplificador de dos etapas.

Ya conocemos los elementos que se van a conectar a la entrada de la primera etapa; la antena receptora seguida del filtro de microondas. Estos elementos tienen una impedancia determinada que no resulta en el coeficiente de reflexión óptimo,  $\Gamma_{\text{opt}}$ , para conseguir la mínima figura de ruido. Por lo tanto, será necesario adaptar la entrada del transistor para que éste vea una impedancia  $Z_{\text{opt}}$  que resulte en la mínima figura de ruido para la primera etapa.

## 7.2- Cálculo de la Red de Adaptación de Entrada al Amplificador

Nuestro objetivo es conseguir la mínima figura de ruido posible. A continuación se muestran los parámetros de ruido del transistor para la frecuencia de 2 GHz y una polarización de  $V_{CE}=2V$ ,  $I_C=2mA$ .

$F_{min}$ (dB)	1.2
$\Gamma_{opt}$	$0.43_{<57.2^\circ}$
$r_n$	0.25

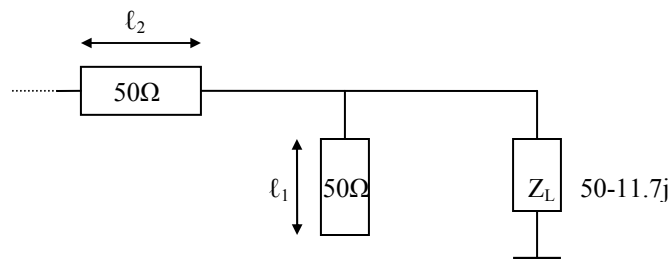
**Tabla 7.2.** Parámetros de ruido del BFG424W a 2GHz,  $V_{CE}=2V$ ,  $I_C=2mA$ .

Para conseguir esta mínima figura de ruido es necesario que a la entrada del amplificador veamos un coeficiente de reflexión igual a  $\Gamma_{opt}$ . Por lo tanto, será necesario diseñar una red de adaptación para convertir la impedancia de la antena más el filtro en una impedancia óptima ( $Z_{opt}$ ) que produzca el coeficiente de reflexión necesario para conseguir la mínima figura de ruido ( $\Gamma_{opt}$ ).

La impedancia que hay a la entrada del transistor sin la red de adaptación está formada por la impedancia de la antena ( $50\Omega$ ) y la impedancia del filtro ( $-11.7j$ ), calculada anteriormente. Con la red de adaptación se deberá ver la impedancia óptima:

$$Z_{opt} = \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}} = 1.13 + j$$

Normalizando impedancias y calculando sus admitancias equivalentes, podremos utilizar el diagrama de admitancias de Smith para calcular la longitud de los stubs necesarios para la red de adaptación.



**Fig 7.1.** Planteamiento de la red de adaptación de entrada.

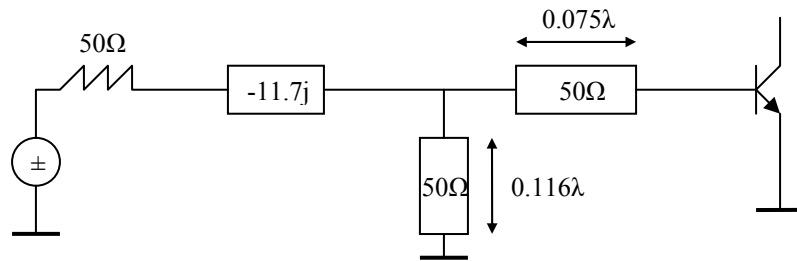
$$z_L = \frac{Z_L}{50} = 1 - 0.23j \Rightarrow y_L = 0.95 + 0.22j$$

$$Z_{opt} = 1.13 + j \Rightarrow y_{opt} = 0.5 - 0.44j$$

Localizamos ambas impedancias en el diagrama de Smith. La admitancia en paralelo para movernos de  $y_L$  al “punto A” ( $y_A=0.95-0.94j$ ) es:  $-0.94j-0.22j=-1.16j$ . En este caso, la distancia más corta de una línea microstrip con stub se obtiene usando un stub cortocircuitado en paralelo (partiendo de  $y=\infty$ ) de longitud  $\ell_1=0.116\lambda$ ; esto producirá la admitancia de  $-1.16j$ .



Luego, una línea de transmisión de longitud;  $\ell_2=0.419\lambda-0.344\lambda=0.075\lambda$  mueve el valor de admitancia a lo largo de un círculo constante de  $|\Gamma|$ , del punto A hasta  $y_{opt}$ . Estos cálculos pueden seguirse en la *Carta de Smith 2*.



**Fig 7.2.** Red de adaptación de entrada al transistor.

Como vamos a realizar un amplificador de dos etapas, queremos que el segundo transistor vea también  $\Gamma_{opt}$  a su entrada para tener la mínima figura de ruido. El caso es que lo que vea el “transistor 2” a su entrada estará influido por la impedancia del colector del “transistor 1” y su impedancia de salida. Por lo tanto, será necesario conocer el circuito de polarización para conocer la resistencia del colector y, así, saber la resistencia total de salida del “transistor 1” que hay que adaptar para que el “transistor 2” vea  $\Gamma_{opt}$  en su entrada.

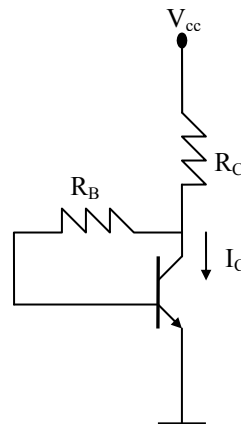
### 7.3- Cálculo del Circuito de Polarización

Las condiciones de polarización para conseguir la mínima figura de ruido se muestran en la siguiente tabla.

$V_{cc}$	4.5V
$V_{CE}$	2V
$I_C$	2mA

**Tabla 7.3.** Condiciones de polarización

Vamos a utilizar el siguiente circuito de polarización para BJT a frecuencia de microondas, por lo que el emisor se conecta a tierra para reducir el ruido [Ref1. pag 273-277]



**Fig 7.3.** Circuito de polarización.

Según los datos SPICE dados por el fabricante, adjuntados en el Anexo III, tenemos que  $V_{BE}=0.9V$  ( $V_{JE}$ ) y  $\beta=130$  ( $\beta_F$ ). Por lo tanto, para que se cumplan estas condiciones de polarización, el valor de  $R_C$  y  $R_B$  deberá ser:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{2 \times 10^{-3}}{130} = 15.4 \mu A$$

$$R_C = \frac{V_{cc} - V_C}{I_C + I_B} = \frac{4.5 - 2}{2 \times 10^{-3} + 15.4 \times 10^{-6}} = 1240 \Omega = 1.24 K\Omega$$

$$R_B = \frac{V_C - 0.9}{I_B} = \frac{2 - 0.9}{15.4 \times 10^{-6}} = 71.4 K\Omega$$

Vamos a utilizar el circuito equivalente del BJT para calcular la impedancia de salida del “transistor 1”, una vez polarizado, y que verá el “transistor 2”. Así podremos diseñar, después, la red de adaptación.

#### 7.4- Cálculo de la Impedancia de Entrada y Salida del Transistor

Para calcular la impedancia de salida del transistor BFG424W vamos a utilizar el circuito equivalente que se ha descrito en el Apéndice I. Para simplificar cálculos se ha tomado  $R_B \approx \infty$ , por ser muy grande, y  $r_{\mu} \approx \infty$ , porque estamos en la región normal de operación y  $C_{\mu} = C_{JC}$  (como se explica en el Apéndice I).

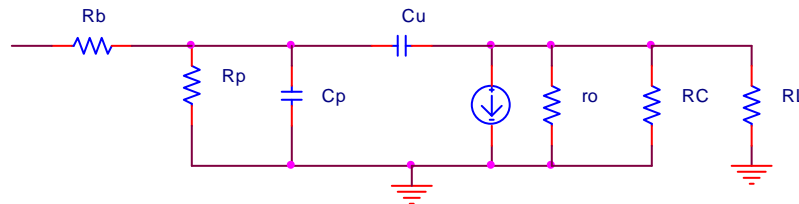


Fig 7.4. Circuito equivalente del BFG424W.

Para calcular la resistencia de entrada y salida del transistor polarizado reducimos el circuito equivalente del BJT, al circuito de la figura 7.5, usando el teorema de Miller [Ref2. pag 595].

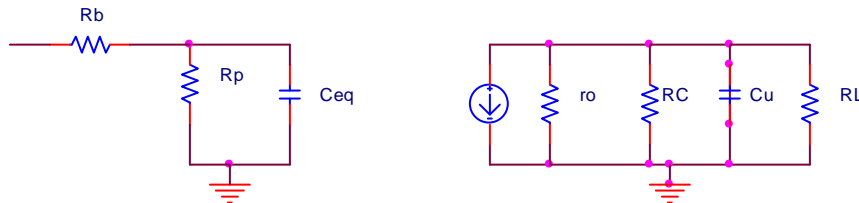


Fig 7.5. Circuito equivalente del BFG424W usando el teorema de Miller.

Donde  $C_{EQ}$  viene dado por la siguiente fórmula:

$$C_{EQ} = C_{\pi} + C_{\mu}(1 + g_m(r_o // R_C // R_L))$$

Con los parámetros SPICE del Anexo III, dados por el fabricante, y las fórmulas del Apéndice I podemos calcular los valores de condensadores y resistencias del circuito equivalente del BJT. En la tabla 7.4 se hace un resumen de los parámetros SPICE utilizados para el cálculo de los elementos del circuito equivalente del BFG424W.

$\beta_F = \beta$	130
$V_{AF} = V_A$	31.12 V
$R_B = r_B$	14.41 $\Omega$
$C_{JC}$	1.88E-13 F
$C_{JE}$	4.35E-13 F
$\tau_F$	4.122E-12 seg

**Tabla 7.4.** Parámetros SPICE del BFG424W.

Con estos parámetros ya podemos calcular el valor de todos los elementos del circuito equivalente.

$$C_{\mu} = C_{JC} = 1.88 \times 10^{-13} F$$

$$g_{mF} = \frac{qI_C}{kT} = \frac{1.6 \times 10^{-19} \cdot 2 \times 10^{-3}}{1.38 \times 10^{-23} \cdot 295} = 0.0786 A/V$$

$$C_{DE} = \tau_F g_{mF} = 4.122 \times 10^{-12} \cdot 0.0786 = 3.24 \times 10^{-13} F$$

$$C_{\pi} = C_{DE} + C_{JE} = 3.24 \times 10^{-13} + 4.35 \times 10^{-13} = 7.59 \times 10^{-13} F$$

$$\frac{1}{r_{\pi}} = \frac{g_{mF}}{\beta_F} \Rightarrow r_{\pi} = \frac{130}{0.0786} = 1654 \Omega$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{31.12}{2 \times 10^{-3}} = 15560 \Omega$$

$$C_{EQ} = 7.59 \times 10^{-13} + 1.88 \times 10^{-13}(1 + 0.0786(5)) = 1.02 \times 10^{-12} F$$

Por otra parte,  $r_C$  del transistor es despreciable frente a  $R_C$  del circuito de polarización y  $r_E = 0.178 \Omega$ , por lo que la hemos sustituido por un cortocircuito para simplificar cálculos.

Como puede verse en la [Ref1. pag 226-228], se puede añadir una carga resistiva a la salida del transistor o a la entrada para forzarlo a que sea incondicionalmente estable; aunque eso nos producirá una degradación en la ganancia de salida de la primera etapa. Sin embargo este problema no es muy importante ya que podemos recuperar esta ganancia en la segunda etapa. Por lo tanto, mirando los círculos de estabilidad calculados anteriormente y representados en la *Carta de Smith I*, observamos que si conectamos una resistencia en serie de por lo menos  $5 \Omega$  la

impedancia de salida que ve el primer transistor y la de entrada que ve el segundo transistor será de:

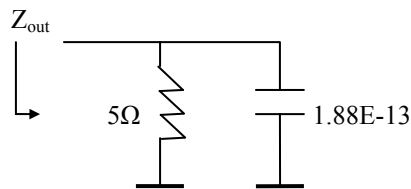
$$Z_{L1} = 5 + Z'_{L1} \quad \text{y} \quad Z_{S2} = 5 + Z'_{S2}$$

Lo que asegura que nunca estaremos en la región inestable sea cual sea la impedancia  $Z'$  que conectemos. Normalmente con estabilizar la entrada o salida del transistor nos aseguramos la estabilidad global del transistor.

De este modo, añadiendo dicha resistencia en serie a la salida del “transistor 1”, nos aseguramos que ambos transistores sean incondicionalmente estables. Además, al ser una resistencia pequeña, la resistencia de salida del “transistor 1” podrá tomarse como  $5\Omega$ ; pudiéndonos desentender del circuito de polarización y siendo más sencillo realizar la red de adaptación.

#### 7.4.1- Impedancia de Salida del Transistor

Una vez que tenemos el circuito equivalente podemos calcular la impedancia de salida del transistor a la frecuencia de trabajo,  $f_0=2338.75$  MHz.



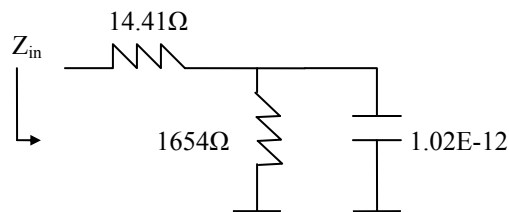
**Fig 7.6.** Impedancia de salida del transistor BFG424W.

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{2338.75 \times 10^6 \cdot 2\pi \cdot 1.88 \times 10^{-13}} = -362j$$

$$Z_{out} = 5 // Z_C = \left( \frac{1}{5} + \frac{1}{-362j} \right)^{-1} = 5 - 0.07j$$

#### 7.4.2- Impedancia de Entrada del Transistor

Calculamos la impedancia de entrada para la frecuencia de trabajo a partir de la simplificación realizada gracias al teorema de Miller;  $R_B$  la hemos omitido por ser muy elevada.

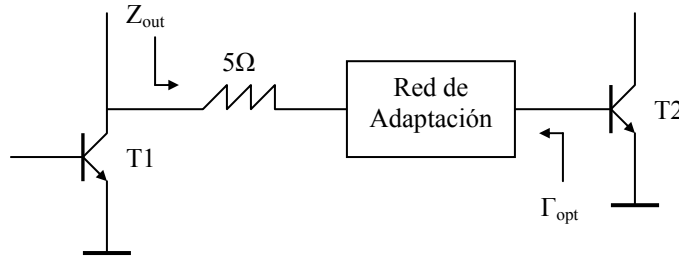


**Fig 7.7.** Impedancia de entrada del transistor BFG424W.

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} = -66.7j$$

$$Z_{in} = 14.41 + (1654 // -66.7j) = 17.1 - 66.6j$$

Ahora ya podemos hacer la red de adaptación entre ambos transistores para conseguir la mínima figura de ruido en el “transistor 2”. En la figura 7.8 se muestra el problema que se plantea y que se resolverá a continuación.



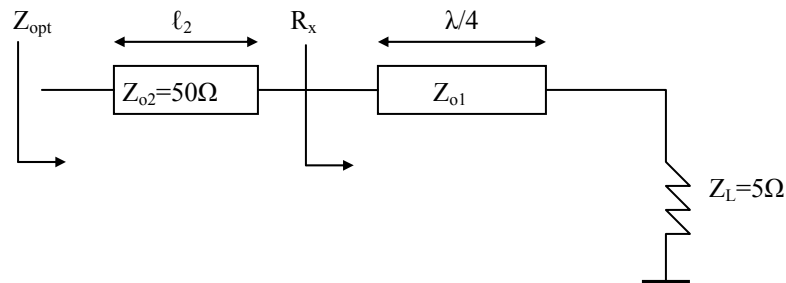
**Fig 7.8.** Interconexión entre etapas.

## 7.5- Red de Adaptación Entre Etapas

La impedancia de entrada que ve el “transistor 2”, sin la red de adaptación, es la impedancia de salida del “transistor 1” calculada anteriormente. Así, la impedancia normalizada que hay que adaptar para convertirla en  $z_{opt}$  es:

$$z_{out1} = \frac{Z_{out1}}{50} = \frac{5 - 0.07j}{50} = 0.1 - 1.4 \times 10^{-3}j$$

La parte imaginaria la podemos despreciar porque es prácticamente nula y no puede representarse significativamente en el diagrama de Smith. Por lo tanto la impedancia a adaptar es básicamente resistiva por lo que utilizaremos la siguiente red de adaptación de la figura 7.9.



**Fig 7.9.** Red de adaptación inter etapa.

A partir del círculo  $|\Gamma|$  constante que pasa por  $z_{opt}=1.13+j$ , vemos que necesitamos tener una parte resistiva  $r_x=0.39$  o  $R_x=(0.39)50=19.5\Omega$ . Entonces, la impedancia característica necesaria de la línea de  $\lambda/4$  viene dada por:

$$Z_{o1} = \sqrt{Z_L R_x} = \sqrt{5 \cdot 19.5} = 9.9\Omega$$

La línea de  $\lambda/4$  está diseñada para transformar  $Z_L=5\Omega$  a  $R_x=19.5\Omega$ . Luego, la línea de transmisión de  $50\Omega$  y longitud  $\ell_2=0.167\lambda$  produce la impedancia deseada,  $z_{opt}$ . Esto puede verse en la *Carta de Smith 3*.

## 7.6- Ganancia de las Diferentes Etapas

Ya sólo queda adaptar la salida del “transistor 2” para conseguir la ganancia global deseada. Ésta deberá estar entre 19-23dB. Vamos a calcular primero las ganancias de cada etapa para saber que ganancia necesitaremos a la salida del “transistor 2” para cumplir con las especificaciones requeridas.

Como los dos transistores se han adaptado a sus entradas para conseguir la mínima figura de ruido, la ganancia de la etapa de entrada de ambos será idéntica.

$$G_{S1} = G_{S2} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} = \frac{1 - 0.43^2}{|1 - 0.43_{<57.2^\circ} \cdot 0.463_{<-134.17^\circ}|^2} = 0.857$$

$$G_{S1}(dB) = G_{S2}(dB) = -0.67dB$$

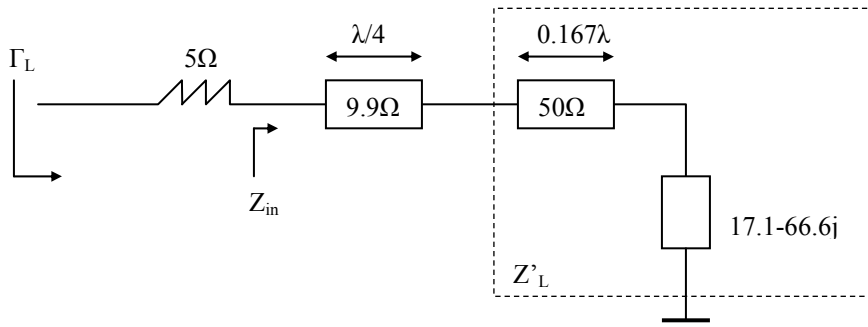
Por otra parte, la ganancia de ambos transistores a esta frecuencia será la misma ya que estamos usando transistores idénticos e igualmente polarizados.

$$G_{o1} = G_{o2} = |S_{21}|^2 = 4.684^2 = 22$$

$$G_{o1}(dB) = G_{o2}(dB) = 13.4dB$$

### i) Cálculo de $\Gamma_{L1}$

Para calcular la ganancia de salida del primer transistor es necesario conocer  $\Gamma_L$  del “transistor 1”, es decir, la impedancia de salida que ve el transistor. Ésta estará compuesta por la resistencia de  $5\Omega$ , la red de adaptación y la impedancia de entrada del “transistor 2”, que ya hemos calculado. En la figura 7.10 se muestra el conjunto de impedancias que ve el “transistor 1” a su salida.



**Fig 7.10.** Impedancias vistas por el “transistor 2” a su salida

Sabemos que la impedancia de una línea de transmisión, de impedancia característica  $Z_o$ , conectada a una carga  $Z_L$  tiene una impedancia de entrada dada por la siguiente expresión [Ref.3 paga 79-80].

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta \ell}{Z_o + jZ_L \tan \beta \ell}$$

Utilizando esta expresión, la impedancia de  $Z'_L$  será:

$$Z'_L = 50 \frac{17.1 - 66.6j + j50 \tan \frac{2\pi}{\lambda} 0.167\lambda}{50 + j(17.1 - 66.6j) \tan \frac{2\pi}{\lambda} 0.167\lambda} = 50 \frac{17.1 + 20.4j}{165.9 + 29.8j} = 6.06 + 5.06j$$

La impedancia a la entrada de un transformador de  $\lambda/4$  con una carga  $Z'_L$  es:

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} = \frac{9.9^2}{6.06 + 5.06j} = 9.5 - 8j$$

Por lo tanto, la impedancia  $Z_L$  que ve el “transistor 1” será:

$$Z_L = Z_{in} + 5 = 14.5 - 8j$$

El coeficiente de reflexión que ve el “transistor 1” a su salida será:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \frac{14.5 - 8j - 50}{14.5 - 8j + 50} = 0.56_{<-160^\circ}$$

Ahora ya podemos calcular la ganancia que proporciona la etapa de salida del “transistor 1”.

$$G_{L1} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1 - 0.56^2}{|1 - 0.533_{<-58.73^\circ} \cdot 0.56_{<-160^\circ}|^2} = \frac{0.69}{1.56} = 0.44$$

$$G_{L1}(dB) = -3.5dB$$

Así, la ganancia total acumulada en todas las etapas a falta de la ganancia de salida del “transistor 2” es:

$$G_T = G_{S1} + G_{o1} + G_{L1} + G_{S2} + G_{o2} = -0.67 + 13.4 - 3.5 - 0.67 + 13.4 = 22dB$$

Vamos a hacer el diseño para que el amplificador tenga una ganancia total de aproximadamente 22dB, por lo que la ganancia de salida del segundo transistor deberá ser de 0dB.

$$G_{L2} = 0dB$$

## 7.7- Cálculo de los Círculos de Ganancia Constante

Podemos decir que gracias a las redes de adaptación que hemos utilizado los transistores van a ser estables. A continuación vamos a dibujar los círculos constantes de ganancia para determinar el coeficiente de reflexión a la salida del “transistor 2” para obtener la ganancia deseada. Seguimos considerando al transistor como unilateral.

La terminación óptima a la salida para la máxima ganancia es:

$$\Gamma_L = S_{22}^* = 0.533_{<58.73^\circ}$$

$$G_{Lmax} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.4$$

No se pueden conseguir más de 1.46dB de ganancia en la etapa de salida. Vamos a dibujar los círculos de ganancia de 0dB y -1.5 dB.

$$G_{0dB} = 1 \Rightarrow g_{0dB} = \frac{1}{1.4} = 0.71$$

$$G_{-1.5dB} = 0.71 \Rightarrow g_{-1.5dB} = 0.51$$

A continuación calculamos el centro y el radio de estos círculos de ganancia constante.

$$C_{g_{0dB}} = \frac{g_{0dB} S_{22}^*}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_{0dB})} = \frac{0.71 \cdot 0.533_{<58.73^\circ}}{1 - 0.533^2 (1 - 0.71)} = 0.41_{<58.73}$$

$$r_{g_{0dB}} = \frac{\sqrt{1 - g_{0dB}} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_{0dB})} = \frac{\sqrt{1 - 0.71} (1 - 0.533^2)}{0.92} = 0.41$$



Realizando las mismas operaciones para el círculo de -1.5dB se llega a:

$$C_{g-1.5dB} = 0.32_{<58.73^\circ}$$

$$r_{g-1.5dB} = 0.58$$

Nos interesa tener una ganancia de 0dB para tener la ganancia global de 22dB. Alrededor del círculo de 0dB, cualquier valor de  $\Gamma_L$  produce ganancia constante. Como este círculo pasa por el origen de la carta de Smith, como se observa en la *Carta de Smith 4*, para tener 0dB de ganancia a la salida tenemos que tener una  $\Gamma_L=0$ ; que en nuestro diseño se consigue con una carga  $Z_L=50\Omega$ . Como en las especificaciones nos dicen que la impedancia de salida será de  $50\Omega$  no será necesario que adaptemos la salida del “transistor 2”. De este modo, la ganancia global de la etapa amplificadora será:

$$G_T = 22dB$$

## 7.8- Cálculo de la Figura de Ruido Total del Sistema

La figura de ruido total del sistema viene dada por la siguiente fórmula:

$$NF_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}}$$

Donde  $F_i$  es la figura de ruido de cada transistor y  $G_{A1}$  es la ganancia disponible en potencia del “transistor 1”. Es necesario primero conocer la ganancia disponible en potencia del primer transistor, la cual se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = 0.533_{<-58.73^\circ} + \frac{0.068_{<43.2^\circ} \cdot 4.684_{<87.54^\circ} \cdot 0.43_{<57.2^\circ}}{1 - 0.463_{<-134.17^\circ} \cdot 0.43_{<57.2^\circ}} = 0.47_{<-73.46^\circ}$$

Sustituyendo  $\Gamma_{out}$  en la expresión de  $G_A$ , tenemos que:

$$G_A = 24$$

Por lo tanto, la figura de ruido total del sistema será:

$$NF_T = 1.32 + \frac{1.32 - 1}{24} = 1.33$$

$$NF_T(dB) = 1.25dB$$

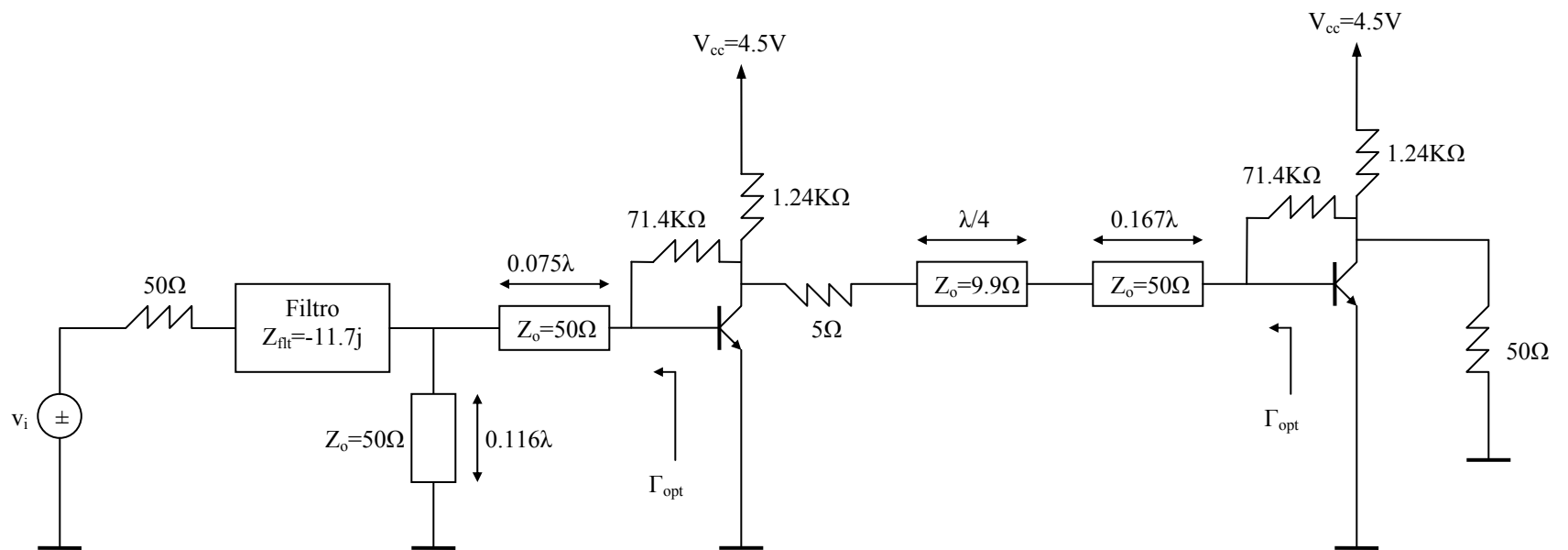
En la figura 7.11 se puede observar el circuito completo que forma el amplificador de bajo ruido utilizando dos transistores BFG424W. Para minimizar la interacción de transición entre los stubs en paralelo y en serie, los stubs en paralelo son normalmente balanceados a lo largo de la línea de transmisión.

Dos stubs en paralelo deben proporcionar la misma admitancia que el stub único en paralelo. Consecuentemente, la admitancia de cada lado del stub balanceado deber ser igual a la mitad de la admitancia total.

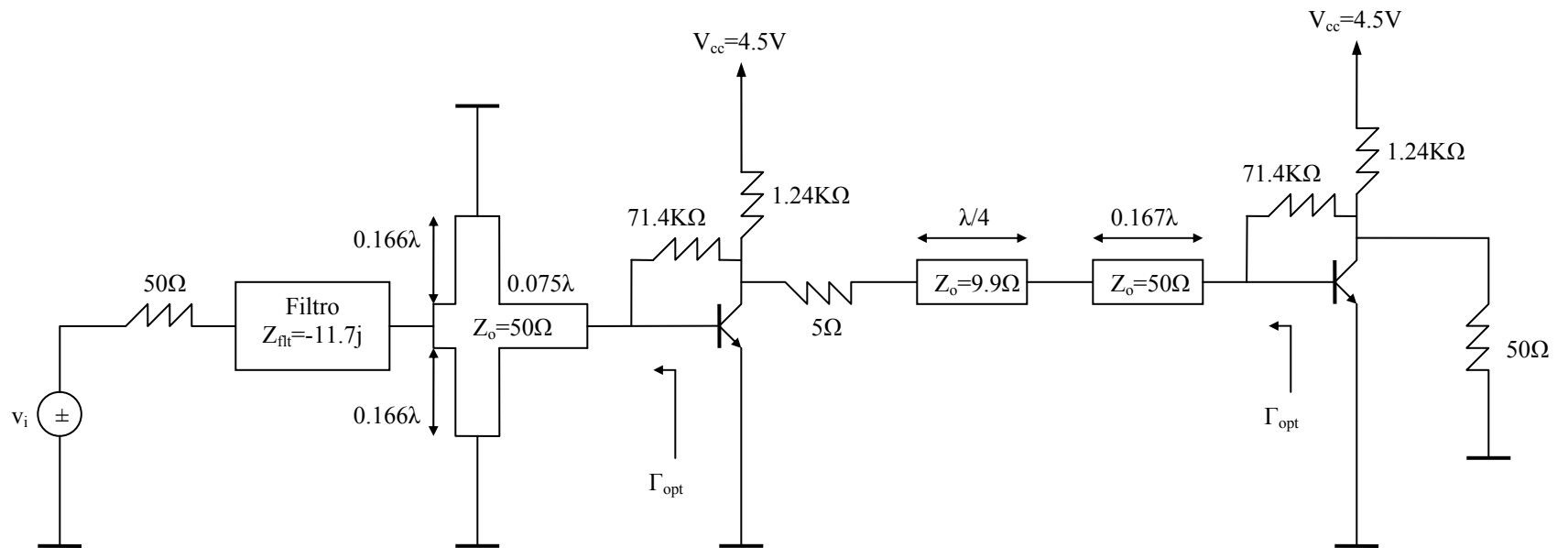
$$y = \frac{-1.16j}{2} = -0.58j$$

Mirando el diagrama de Smith podemos comprobar que una longitud de  $0.166\lambda$  producirá esta impedancia. De este modo, en la figura 7.12 se muestra el esquema final del conjunto de la antena, el filtro y el LNA utilizando dos transistores BFG424W y configuración balanceada.

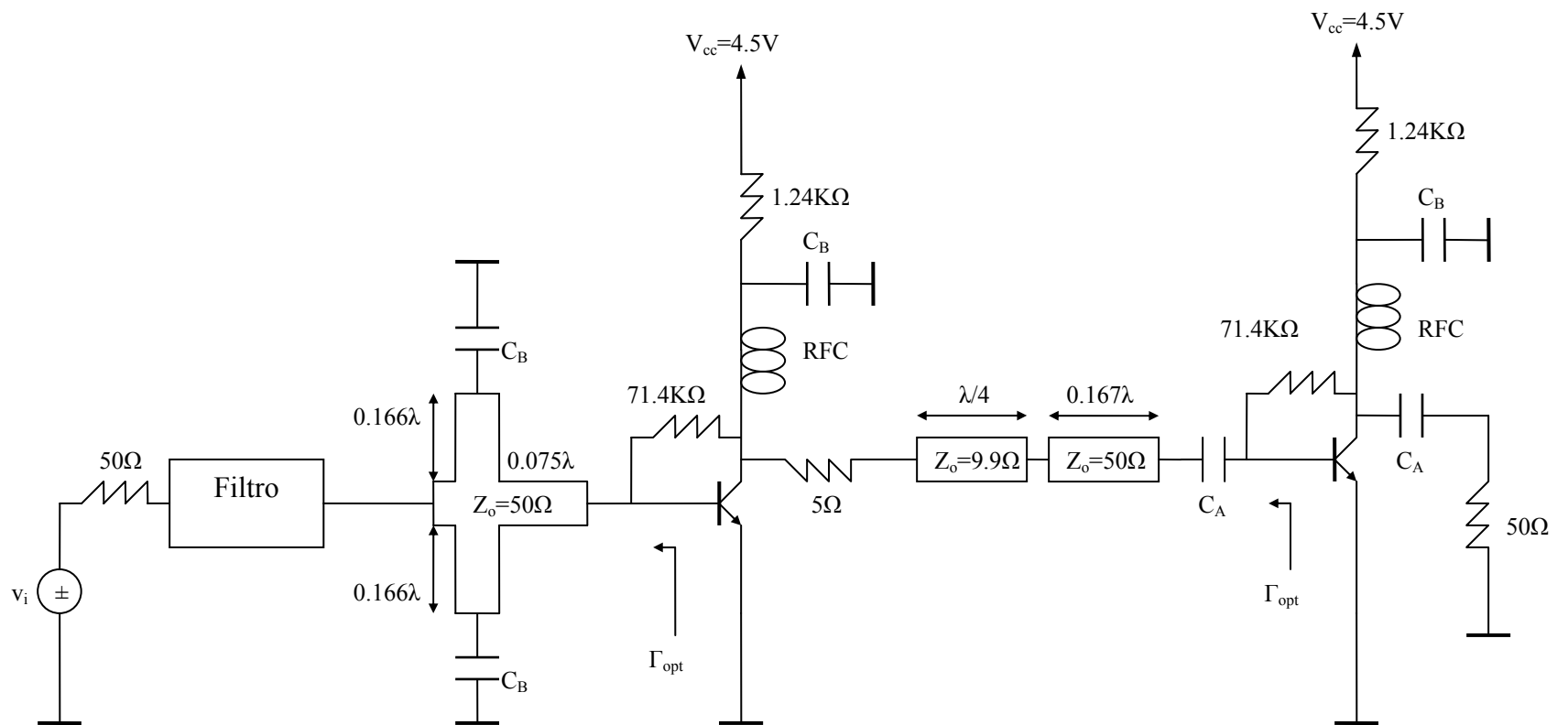
Es necesario introducir mecanismos de bloqueo AC y DC para evitar posibles modificaciones en el comportamiento de los transistores. De este modo, en la figura 7.13 se muestra el esquema final de diseño con mecanismos de bloqueo. Los condensadores  $C_A$ , son condensadores de acoplamiento cuyos valores típicos suelen estar entre 200 y 1000pF. Los condensadores  $C_B$  proporcionan cortocircuitos de AC, por lo que reciben el nombre de *condensadores bypass*. Sus valores típicos oscilan entre 50 y 500pF. [Ref1. pag 164]. También se han incluido dos bobinas RFC de protección. No se ha incluido un condensador de acoplamiento a la entrada del transistor 1 ya que primeramente tenemos un filtro paso banda muy selectivo que bloqueará la corriente continua, resultando innecesario la inserción de dicho condensador.



**Fig 7.11.** Esquema completo del sistema; antena, filtro y LNA, utilizando dos transistores BFG424W.



**Fig 7.12.** Esquema completo del sistema; antena, filtro y LNA, utilizando dos transistores BFG424W y configuración balanceada.



**Fig 7.13.** Esquema completo del sistema; antena, filtro y LNA, utilizando dos transistores BFG424W, configuración balanceada y protección DC y AC.

## **Referencias:**

- [1] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design*, 2<sup>a</sup> ed. Prentice Hall, N.J., 1997
- [2] N.R. Malik, *Circuitos Electrónicos, Análisis, Simulación y Diseño*, Prentice Hall, 1998.
- [3] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2<sup>a</sup> ed., Wiley, 1998.



## 8- Conclusiones

Los resultados obtenidos para la resolución del problema planteado son sólo aproximados ya que no se han utilizado los parámetros S exactos a la frecuencia de trabajo y polarización requerida, los cuales deberían ser medidos experimentalmente para un diseño más riguroso.

En la tabla 8.1 se muestra un resumen de las características obtenidas en el diseño del filtro microondas que limita nuestro rango frecuencial de operación.

Parámetros	Valores
Frecuencias de Paso	2332.5MHz-2345MHz
Frecuencia Central ( $f_0$ )	2338.75MHz
Ganancia a $f_0$	0 dB
Atenuación del Filtro a $f_0+6.25$ MHz	3 dB
Atenuación del Filtro a $f_0-6.25$ MHz	3 dB
Atenuación del Filtro a $f_0+62.5$ MHz	60 dB
Atenuación del Filtro a $f_0-62.5$ MHz	60 dB

**Tabla 8.1.** Resumen de las características del filtro de microondas

El bloque amplificador se ha diseñado usando dos etapas, lo que degrada ligeramente la figura de ruido pero consigue la ganancia necesaria. Los parámetros S utilizados para el diseño corresponden a una frecuencia de 2.3 GHz y una polarización de  $V_{CE}=2V$ ,  $I_C=3mA$ . En la tabla 8.2 se describen las características principales de la etapa amplificadora.

Parámetros	Valores
Ganancia	22 dB
Figura de Ruido	1.25 dB
Frecuencia de Diseño	2.3 GHz
Alimentación DC	4.5V
Corriente de Colector ( $I_C$ )	2mA
Voltaje de Colector ( $V_{CE}$ )	2V

**Tabla 8.2.** Características de la etapa amplificadora

Como podemos comprobar, a la vista de los resultados obtenidos, cumplimos con todas las especificaciones requeridas en el planteamiento del proyecto.



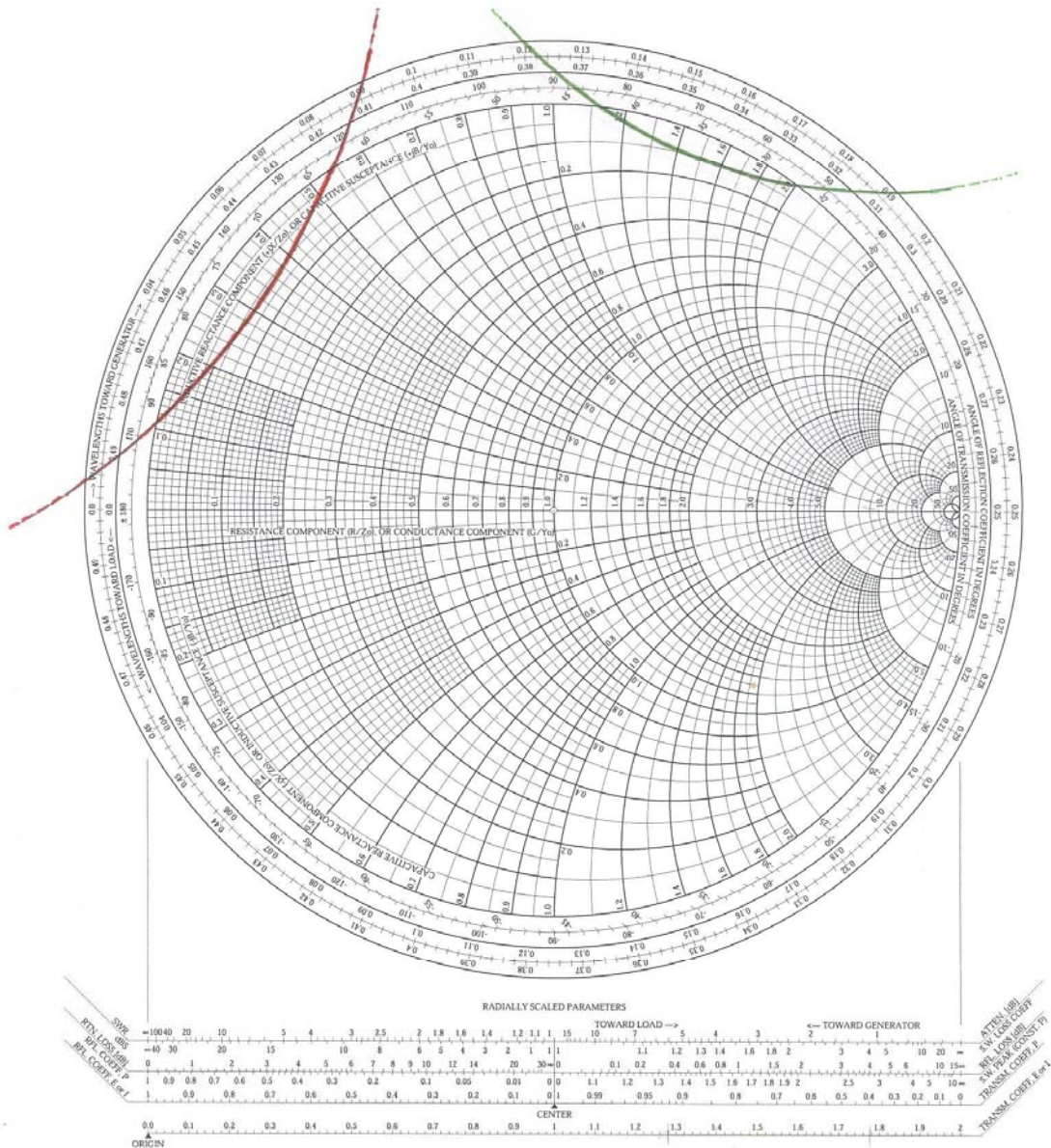


# Cartas de Smith

— Circulo de Estabilidad de Entrada  
— Circulo de Estabilidad de Salida

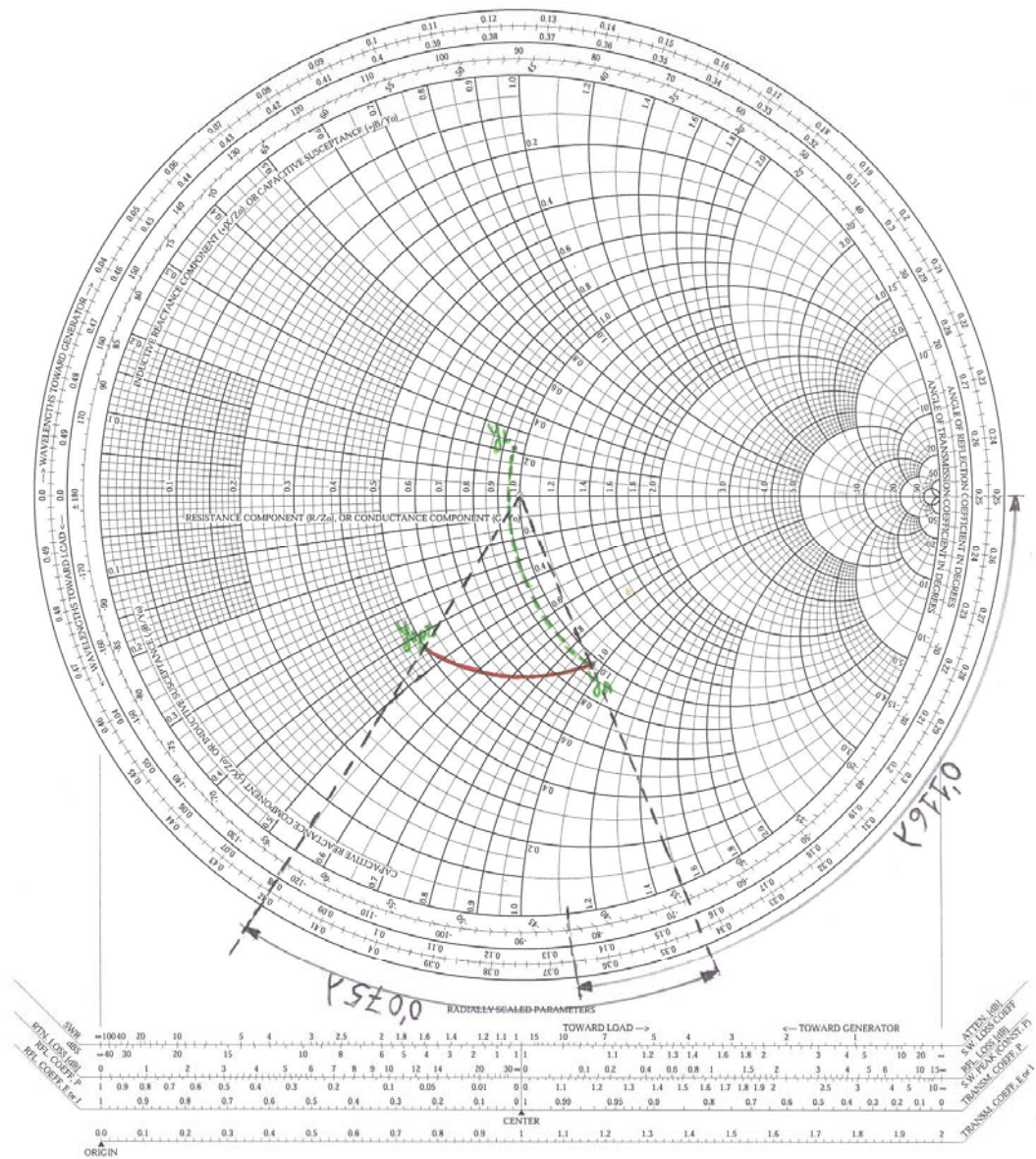
## Carta de Smith 1

### Círculos de Estabilidad de Entrada y Salida



## Carta de Smith 2

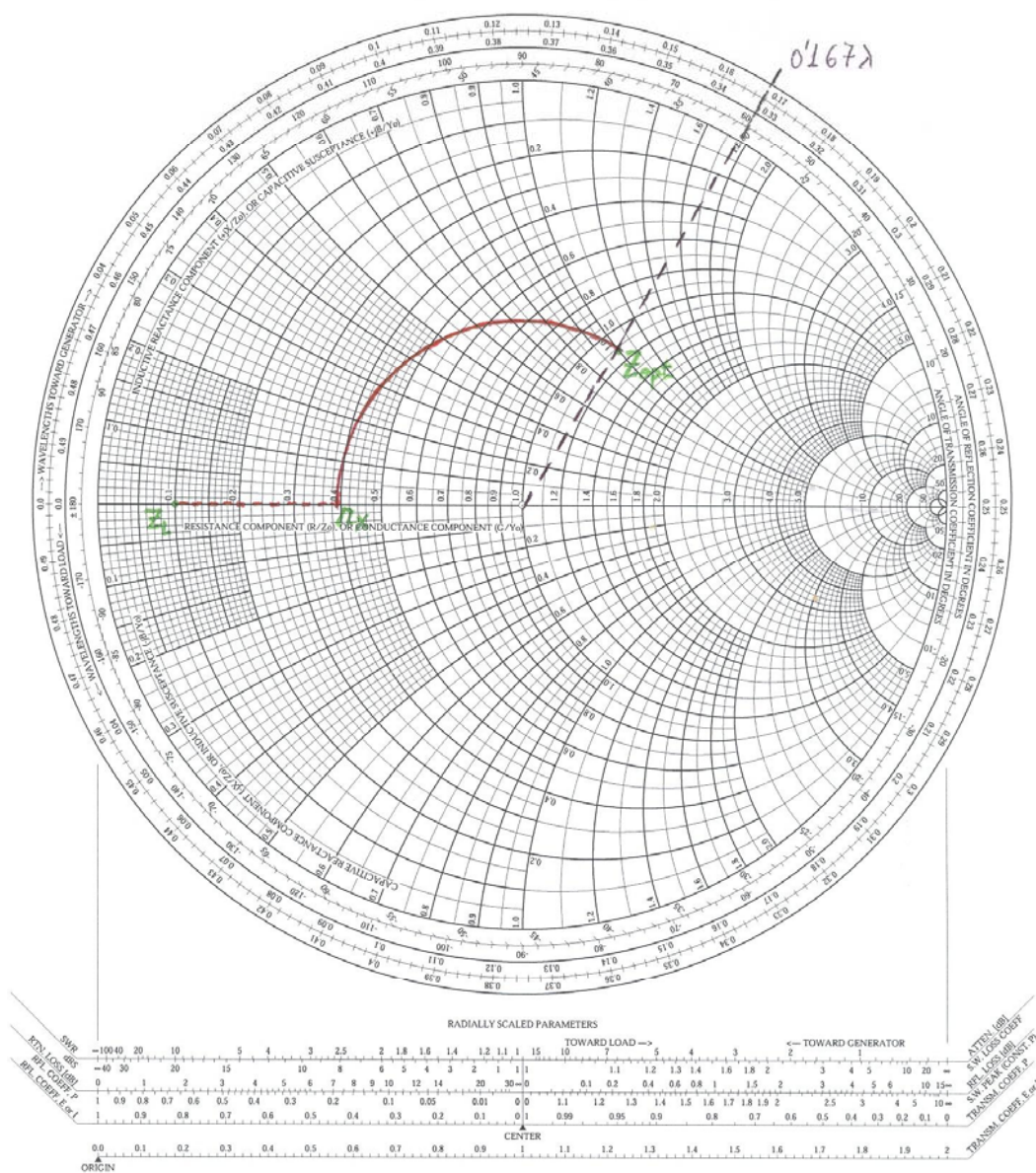
### Red de Adaptación de Entrada





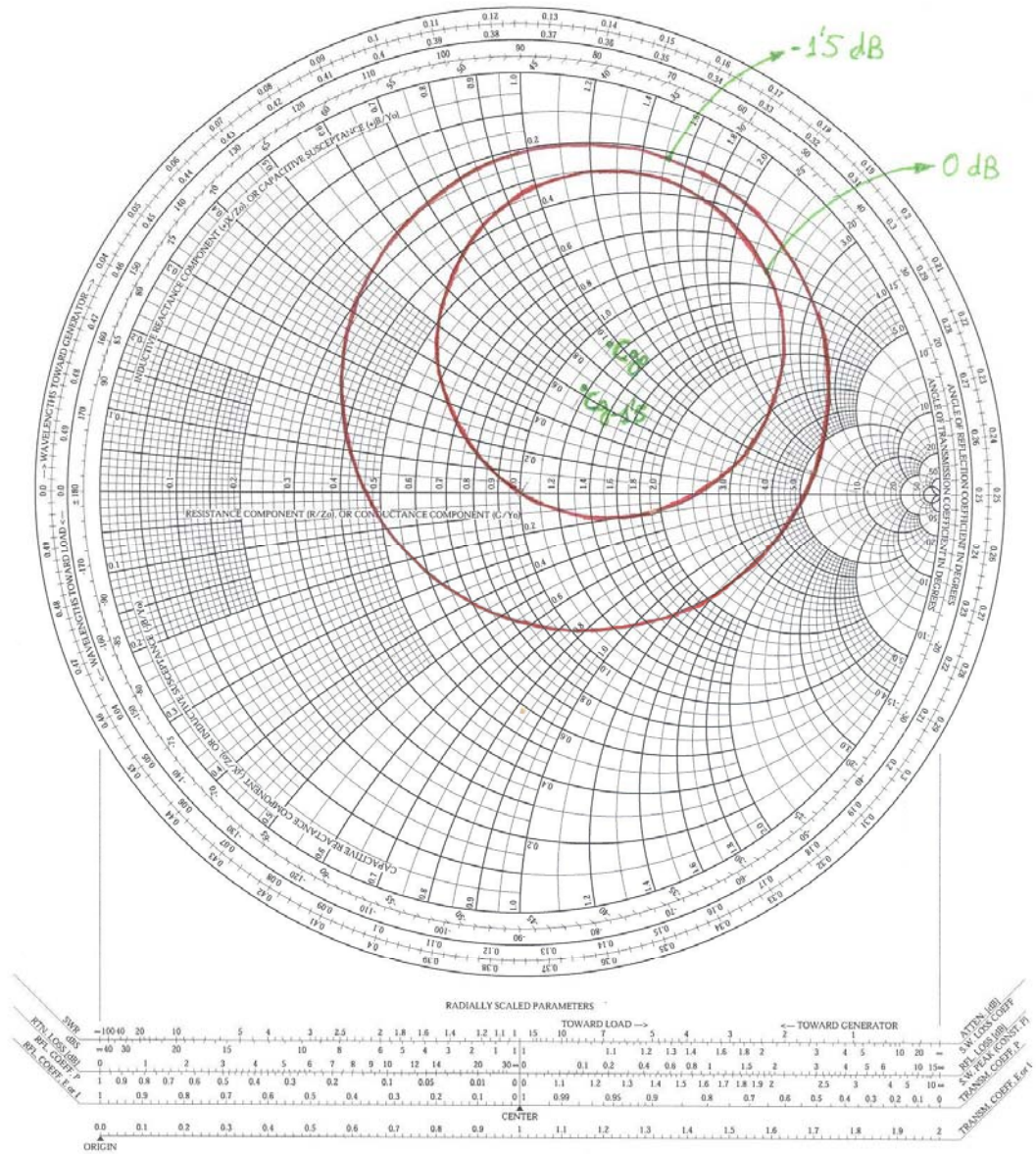
### Carta de Smith 3

#### Red de Adaptación Ínter Etapa



## Carta de Smith 4

Círculos Contantes de Ganancia de 0dB y -1.5dB





# Apéndice I

## Modelo Equivalente del BJT

### 1-Introducción

A continuación vamos a presentar los diferentes circuitos electrónicos que se utilizan para modelar el comportamiento de los transistores. Dichos circuitos muestran todos los efectos físicos que se producen en el transistor mediante el uso de resistencias, condensadores y fuentes de corriente controladas por tensión.

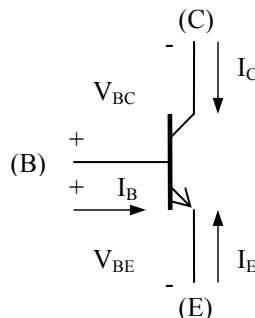
Los transistores de microondas pueden clasificarse en cinco grupos:

- BJT de silicio.
- MOSFET de silicio.
- MESFET de arseniuro de galio.
- PHEMT de InGaAs/InP.
- MHEMT de InAlAs/InGaAs.
- HBT de InGaP/InGaAs y SiGe.

Vamos a centrarnos en el BJT (Bipolar Junction Transistor), para estudiar sus modelos equivalentes. Comenzaremos inicialmente por el modelo a corriente continua para luego pasar a su comportamiento en pequeña señal.

### 2- Circuito Equivalente del BJT en Corriente Continua:

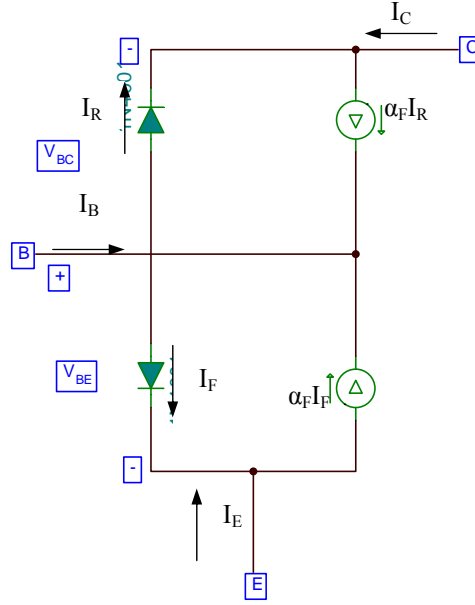
El modelo que más frecuentemente se utiliza para describir en SPICE y otros simuladores el comportamiento del BJT en DC es el modelo de Ebers-Moll. Definiendo las corrientes y los voltajes de un transistor como se muestra en la figura 1, donde “B” es la base, “C” el colector y “E” el emisor [Ref.2 pag48-52]:



**Fig1.** Transistor bipolar NPN

El modelo equivalente de Ebers-Moll que describe el funcionamiento de este transistor en DC se muestra en la figura 2. Para las fórmulas que expresaremos a continuación, “q” será la carga del electrón, “K” la cte de Boltzman, “T” la temperatura en grados Kelvin, y  $\alpha_F$ ,  $\alpha_R$  las ganancias directa e inversa de corriente en gran señal.  $I_{ES}$  y  $I_{CS}$  son las corrientes de saturación de las uniones BE y BC respectivamente.





**Fig2.** Modelo de Ebers-Moll.

Este modelo utiliza las corrientes de diodo  $I_F$  e  $I_R$  como referencia.

$$I_F = I_{ES}(e^{qV_{BE}/KT} - 1) \quad ; \quad I_R = I_{CS}(e^{qV_{BC}/KT} - 1)$$

Las tres corrientes de los terminales del transistor pueden expresarse como función de las dos corrientes de referencia ( $I_F, I_R$ ) y las ganancias de corriente inversa y directa.

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha_F I_F - I_R \\ I_E &= -I_F + \alpha_R I_R \\ I_B &= (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R \end{aligned}$$

Las dos corrientes de saturación de las uniones BE y BC cumplen la siguiente igualdad:  $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S$ , donde  $I_S$  es la corriente de saturación del transistor; parámetro SPICE del BJT.

Sin embargo, simuladores como el SPICE utilizan una variante de este modelo de Ebers-Moll para implementar el circuito equivalente del transistor. Esta variante escoge como referencia las dos corrientes que fluyen a través de las dos fuentes.

$$I_{CC} = I_S(e^{qV_{BE}/N_F KT} - 1) \quad ; \quad I_{EC} = I_S(e^{qV_{BC}/N_R KT} - 1)$$

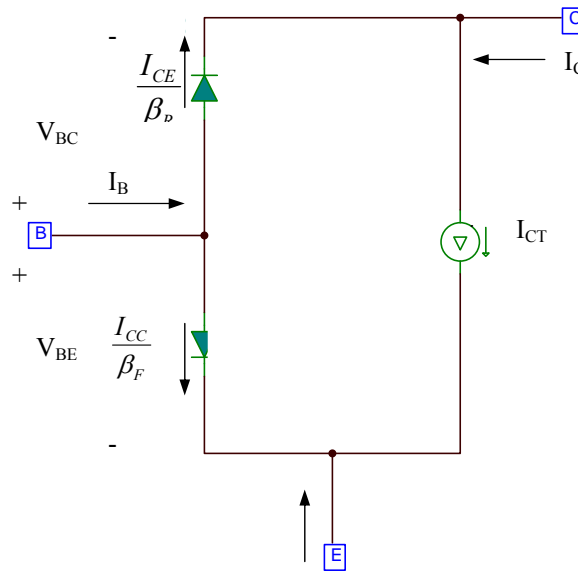
De este modo, las corrientes de los tres terminales pueden escribirse como:

$$I_C = I_{CC} - \frac{\beta_R + 1}{\beta_R} I_{CE} = I_{CT} - \frac{1}{\beta_R} I_{EC}$$

$$I_E = I_{EC} - \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{CC} = -I_{CT} - \frac{1}{\beta_F} I_{CC}$$

$$I_B = \frac{1}{\beta_F} I_{CC} + \frac{1}{\beta_R} I_{EC} = I_{BC} + I_{BE}$$

Donde:  $I_{CT} = I_{CC} - I_{EC}$  y  $\beta_F$ ,  $\beta_R$  son la ganancia en corriente directa e inversa;  $\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$  y  $\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$ . Estas ganancias son parámetros SPICE en un transistor bipolar en la configuración de emisor común. En la figura 3 se muestra el esquema de este modelo equivalente:



**Fig3.** Modelo de Ebers-Moll implementado en SPICE

### **3- Circuito equivalente del BJT a pequeña señal**

Debido a la aplicación de este proyecto, amplificador de microondas, nuestro transistor va a trabajar con señales de muy baja potencia. Por lo tanto nos interesa conocer el modelo equivalente del transistor a pequeña señal.

Así, el modelo lineal del BJT a pequeña señal, también llamado modelo híbrido  $\pi$ , sustituye los diodos no lineales y el generador de corriente  $I_{CT}$  de la figura 3 por las siguientes resistencias lineales (o conductancias). La explicación de este proceso puede verse detalladamente en [Ref.2 pag 71-72]:

$$g_{mF} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{qI_C}{kT}$$

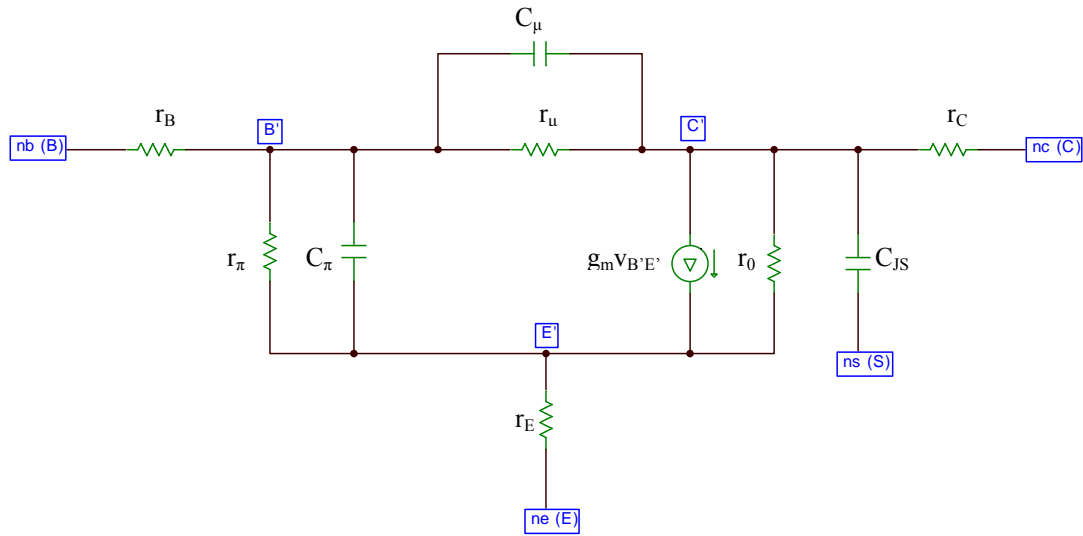
$$g_{\pi} = \frac{1}{r_{\pi}} = \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{1}{\beta_F} \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{g_{mF}}{\beta_F}$$

$$g_{\mu} = \frac{1}{r_{\mu}} = \frac{\partial I_B}{\partial V_{BC}} = \frac{1}{\beta_R} \frac{dI_C}{dV_{BC}} = \frac{g_{mR}}{\beta_R}$$

$$g_0 = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BC}} = \frac{I_C}{|V_A|} = \frac{g_{mF} kT}{q|V_A|}; \text{ con } V_A \text{ el voltaje de Early.}$$

$$g_m = g_{mF} - g_{mR}$$

Estos parámetros de pequeña señal se han obtenido suponiendo que no hay ninguna resistencia parásita en los terminales,  $r_C$ ,  $r_B$  y  $r_E$ . En el caso en el que existan estas resistencias los voltajes  $V_{BE}$  y  $V_{BC}$  deberán ser sustituidos por  $V_{B'E'}$  y  $V_{B'C'}$ .



**Fig4.** Modelo híbrido  $\pi$  a pequeña señal del BJT.

En la figura 4 se muestra el modelo híbrido  $\pi$  a pequeña señal válido tanto para transistores BJT *nnp* como *pnp*. En el análisis AC a pequeña señal, los efectos de almacenamiento de cargas son modelados por condensadores no lineales. Las cargas de difusión son modeladas por dos condensadores,  $C_{DE}$  y  $C_{DC}$ :

$$C_{DE} = \frac{dQ_{BE}}{dV_{BE}} = \tau_F g_{mF}$$

$$C_{DC} = \frac{dQ_{BC}}{dV_{BC}} = \tau_R g_{mR}$$

Donde  $g_{mF}$  y  $g_{mR}$  son las transconductancias directa e inversa del BJT y  $\tau_F$  y  $\tau_R$  los tiempos totales de tránsito directo e inverso respectivamente. Las ecuaciones anteriores definen

las capacitancias de difusión mientras que  $C_{JE}$  y  $C_{JC}$  definen las capacitancias de la unión base-emisor y base-colector respectivamente. En el modelo del BJT a pequeña señal, los dos tipos de capacitancias para la región base-emisor y base-colector vienen expresados a partir de  $C_\pi$  y  $C_\mu$ :

$$C_\pi = C_{DE} + C_{JE}$$

$$C_\mu = C_{DC} + C_{JC}$$

$$C_{CS} = C_{JS}$$

En la región normal de operación la transconductancia inversa  $g_{mR}$  es prácticamente cero por lo que la resistencia  $r_\mu$  puede tomarse como infinita y la capacitancia  $C_\mu = C_{JC}$ .

A continuación se muestra una descripción escueta de lo que cada uno de los elementos del circuito equivalente a pequeña señal y alta frecuencia del BJT representa.  $V_{EB}$  indica el voltaje AC entre base y emisor, es decir, la señal que entra en el BJT [Ref.3 pag 290].

- $r_\pi$ : cambio en la corriente de la base por un cambio en  $V_{EB}$ .
- $r_\mu$ : resistencia colector-base del transistor.
- $g_m V_{be}$ : cambio en la corriente de colector causado por un cambio en  $V_{EB}$ .
- $C_{DE}$ : cambio en la capacitancia de carga de la base causada por un cambio en  $V_{EB}$ .
- $C_{DC}$ : cambio en la capacitancia de carga de la base causada por un cambio en  $V_{CB}$ .
- $r_o$ : resistencia de salida colector-emisor del transistor.

#### **4- Respuesta en Frecuencia**

Una medida de la calidad de los transistores de alta frecuencia es la figura de mérito ( $f_T$ ); que es el cociente entre  $g_m$  y el total de las capacitancias del transistor. Esto nos indica la frecuencia a la cual la ganancia en corriente cae hasta la unidad [Ref.3 pag 292-293]. Esta frecuencia de corte puede expresarse en función de los parámetros a pequeña señal:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}$$

Así, valores pequeños de estas capacitancias contribuyen a mejorar la respuesta a alta frecuencia del transistor. Un valor alto de  $g_m$  indica que el cociente entre corriente de colector a pequeña señal y voltaje de entrada a pequeña señal, es alto. Por lo tanto, la figura de mérito de un transistor es una medida del funcionamiento de la amplificación de corriente a altas frecuencias.

Analizando el circuito equivalente del BJT podemos llegar a conocer su función de transferencia. A continuación se muestra la función de transferencia del circuito equivalente del BJT sin contar con las resistencias del colector y emisor, pero si la de la base por ser netamente superior, ni con la capacitancia de unión con el sustrato  $C_{JS}$ . De este modo tenemos que:

$$H(S) = \frac{\frac{S}{C_\pi r_b} + \alpha}{S^2 + \beta S + \gamma}$$

Donde:

$$\alpha = \frac{1 - g_m r_\mu}{C_\mu r_\mu C_\pi r_b}$$

$$\beta = \frac{1}{C_\pi} \left( \frac{1}{r_b} + \frac{1}{r_\pi} + \frac{C_\pi}{r_\mu C_\mu} + \frac{C_\pi}{r_0 C_\mu} + \frac{C_\pi}{R_L C_\mu} + \frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_L} + g_m \right)$$

$$\gamma = \frac{1}{C_\mu r_\mu C_\pi} \left( \frac{1}{r_b} + \frac{r_\mu}{r_0 r_b} + \frac{r_\mu}{R_L r_b} + \frac{1}{r_\pi} + \frac{r_\mu}{r_0 r_\pi} + \frac{r_\mu}{R_L r_\pi} + \frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_L} + g_m \right)$$

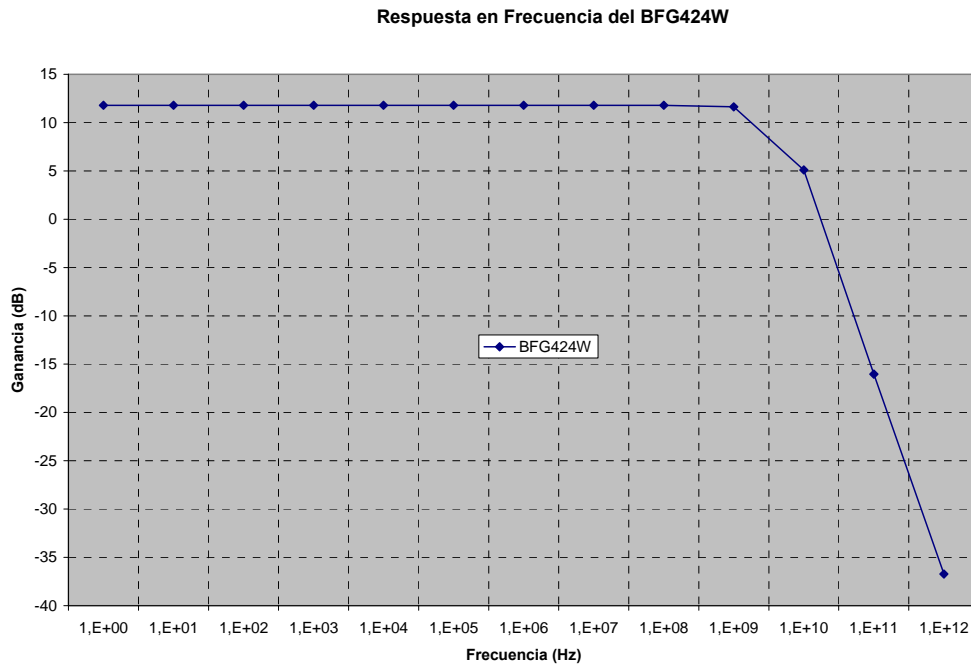
## 5- Respuesta en Frecuencia del Transistor BFG424W

Ahora que conocemos la función de transferencia del transistor BJT, podemos calcular la respuesta en frecuencia de cualquier transistor a partir de sus parámetros SPICE dados por el fabricante. En nuestro caso, vamos a utilizar los parámetros SPICE dados por *NXP Semiconductors* para el transistor BFG424W y así podremos dibujar su respuesta en frecuencia teniendo en cuenta sólo el modelo equivalente descrito en esta sección. Los valores de los parámetros utilizados para el cálculo son los siguientes:

$r_\pi (\Omega)$	$C_\pi (F)$	$C_\mu (F)$	$r_\mu (\Omega)$	$r_0 (\Omega)$	$R_L (\Omega)$	$g_m (A/V)$
1654	7,59E-13	1,88E-13	1,00E+30	15560	50	0,0786

**Tabla1.** Parámetros SPICE del circuito equivalente del BFG424W

Introduciendo estos valores en la función de transferencia se obtiene la siguiente respuesta en frecuencia, verificada también utilizando el software PSPICE. Podemos observar que obtenemos una ganancia muy cercana a la prometida por el fabricante y que tiene una respuesta plana hasta el orden de los pocos giga Hertz. Este modelo no tiene en cuenta los efectos parásitos de todo el chip que contiene al transistor, así como otro tipo de parámetros no tan relevantes, por lo que la respuesta en frecuencia real diferirá de la de aquí calculada.



## Referencias:

- [1] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio and Ulrich L. Rohde; *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, 2<sup>a</sup> ed., Wiley, Hoboken (New Jersey), 2005.
- [2] G. Massobrio y P. Antognetti, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*, 2<sup>nd</sup> ed., McGraw-Hill, New York, 1993.
- [3] K. Kano, *Semiconductor Devices*, Prentice-Hall, New Jersey, 1998.



# **Apéndice II**

## **Modelo Equivalente del JFET**

### **1-Introducción**

Los transistores de efecto de campo reciben este nombre porque basan su funcionamiento en un campo eléctrico que se aplica transversalmente al movimiento longitudinal de los portadores.

Comparando los FET con los BJT, estos tienen varias ventajas sobre el transistor de unión bipolar. Primero, tienen una resistencia de entrada muy superior, lo que produce una carga despreciable para una fuente de voltaje conectada a la entrada. Segundo, el FET es relativamente insensible a la temperatura e inmune a la radiación. Tercero, y particularmente para los dispositivos basados en silicio, es menos ruidoso. La principal desventaja del FET es su menor transconductancia,  $g_m$ , y por lo tanto una menor ganancia. El FET es más económico de producir que el BJT ya que requiere menos procesos de fabricación y ocupa mucha menos superficie en el chip.

Hay dos clases básicas de FETs: el FET de unión (JFET) y el FET de semiconductor de óxido de metal (MOSFET). La unión en el JFET puede estar hecha de una superficie de semiconductor-semiconductor o de una superficie de metal-semiconductor. Este último tipo de unión recibe el nombre de MESFET dejando, por tanto, el nombre de JFET para el dispositivo de unión PN.

### **2- Circuito Equivalente a Pequeña Señal y Alta Frecuencia**

Debido a la finalidad del proyecto, todos los circuitos que se van a presentar son para pequeña señal. Para poder definir el circuito equivalente a alta frecuencia es necesario conocer el circuito equivalente a baja frecuencia, ya que la respuesta a alta frecuencia viene determinada por la de baja frecuencia más las capacitancias internas del transistor. Por lo tanto vamos a pasar a describir primeramente el circuito equivalente a baja frecuencia [Ref.1 pag 315-316].

Este circuito representa la operación de los transistores como los cambios en los voltajes de la puerta (G) y el drenador (D) hechos alrededor de un punto de operación. Estos cambios son iniciados por un cambio en  $V_G$ ,  $v_{gs}$ , que produce un cambio en  $I_D$  y, consecuentemente en  $V_D$ . Por eso, escribimos la corriente en el drenador como:

$$I_D = I_D(V_G, V_D)$$

Cada una de estas variables es la suma de su valor en el punto de operación más un pequeño cambio incremental. Mostrando esto para la corriente del drenador expresada como:

$$i_D = I_D + i_d = I_D(V_D + v_{ds}, V_G + v_{gs})$$



donde  $I_D$  es la corriente del punto de operación en DC,  $i_d$  es el cambio incremental en la corriente,  $v_{ds}$  y  $v_{gs}$  son los cambios incrementales de voltaje en el drenador y puerta respectivamente, e  $i_D$  es la corriente instantánea total.

Despreciando los términos no lineales podemos expresar los cambios de corriente en el drenador como:

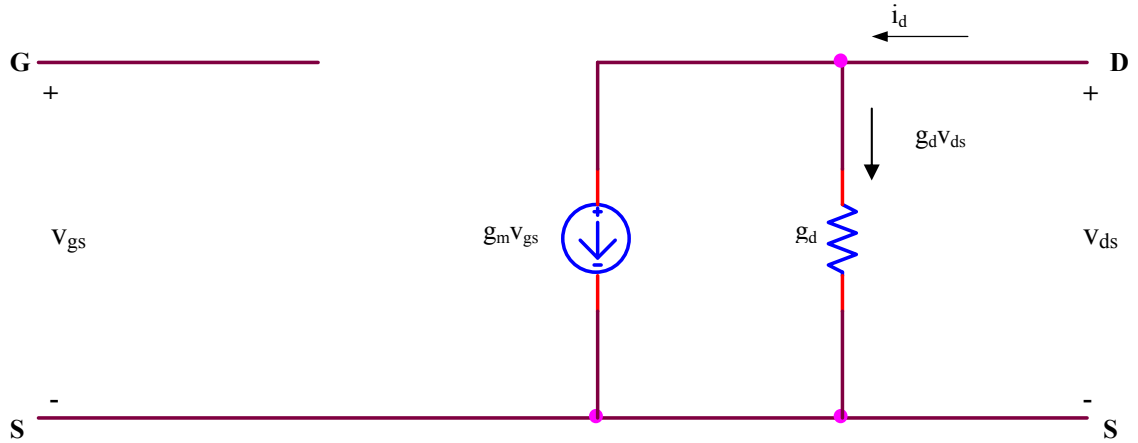
$$i_d = g_m v_{gs} + g_d v_{ds}$$

donde  $g_m$  y  $g_d=1/R_d$  son la transconductancia y la conductancia del canal respectivamente; que vienen definidas como [ref.1 pag 312-313]:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D = \text{constante}}$$

$$g_d = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G = \text{constante}}$$

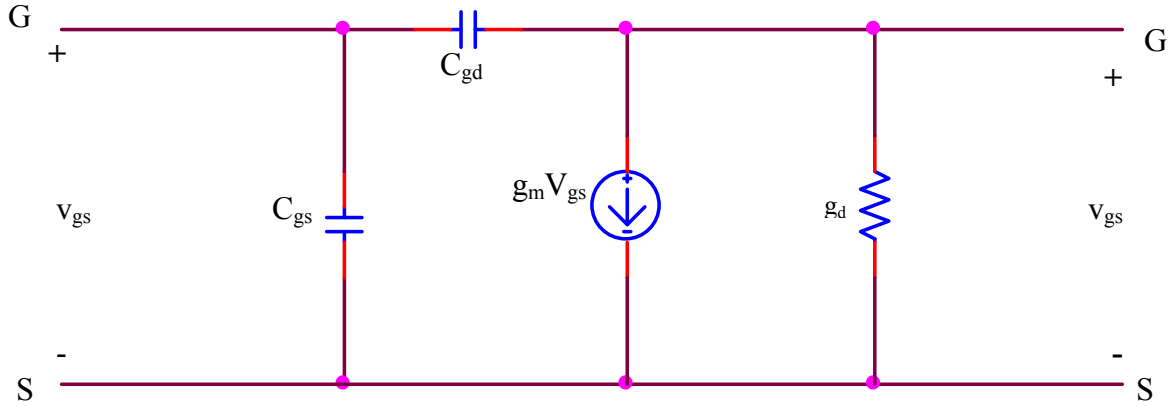
De este modo el circuito equivalente a baja frecuencia se muestra en la figura 1. Dicho circuito sólo contempla efectos lineales, por lo que un voltaje de entrada sinusoidal en la puerta producirá un corriente y voltaje sinusoidal en el drenador.



**Fig1.** Circuito equivalente a baja frecuencia del JFET.

Por lo tanto, el circuito equivalente a altas frecuencias deberá tener en cuenta los efectos capacitivos, como habíamos indicado anteriormente. En dicho circuito equivalente, que se muestra en la figura 2, se observan dos capacitancias:  $C_{gs}$  de la puerta a la fuente y  $C_{gd}$  de la puerta al drenador.

-  
S



**Fig2.** Circuito equivalente a alta frecuencia del JFET.

En realidad, estas dos capacitancias que se han añadido corresponden a la capacitancia que existe a lo largo del canal debido a la unión PN en polarización inversa. Esta capacitancia se ha dividido en dos partes iguales, para implementarla en el circuito equivalente, en la forma  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ .

### 3- Figura de Mérito

Estas capacitancias producen una limitación en la respuesta a alta frecuencia. Conocer la capacitancia distribuida del canal es muy difícil; por lo que estimar la frecuencia límite de operación, aproximando la capacitancia y resistencia total del canal, lo es todavía más.

Aunque se puede calcular la frecuencia límite de operación a partir de los parámetros físicos del transistor (longitud del canal, área, resistividad, portadores... [ref.1 pag 317]), nosotros vamos a hacerlo encontrando la frecuencia a la cual la ganancia pasa a valer la unidad. Así, colocando un cortocircuito a la salida del circuito equivalente de la figura 2 y aplicando una corriente sinusoidal en la puerta de un valor RMS de  $I_i$ , podemos determinar la ganancia en corriente de cortocircuito,  $I_o/I_i$ ; donde  $I_o$  es el valor RMS de la corriente a través del cortocircuito colocado entre drenador y fuente. Despreciando la corriente a través de  $C_{gd}$  comparándola con la corriente  $g_m V_{gs}$ , donde  $V_g$  es el valor RMS de  $v_g$ , la ganancia en corriente es:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{g_m}{j\omega(C_{gs} + C_{gd})}$$

Por lo tanto, la magnitud de la ganancia en corriente es la unidad a la frecuencia:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

La expresión de esta frecuencia límite, también llamada *frecuencia de corte*, podemos escribirla en función de los parámetros físicos del transistor. Sabiendo que  $\mu_n$  es la movilidad de los electrones,  $N_D$  el dopaje del canal,  $\epsilon$  la constante dieléctrica del semiconductor,  $q$  la carga del electrón,  $L$  la longitud del canal y  $2a$  la anchura de la zona de deplexión, tenemos que:

$$f_T = \frac{q\mu_n a^2 N_D}{4\pi\epsilon L^2}$$

#### 4- Función de Transferencia y Limitaciones a Alta Frecuencia

Podemos escribir la función de transferencia para este circuito equivalente al cual se le conecta una resistencia de carga entre drenador y fuente, y se introduce una señal entre la puerta y la fuente. De este modo, la función de transferencia  $H(s)$  es:

$$H(s) = \frac{s - \frac{g_m}{C_{gd}}}{s + \frac{R_L g_d + 1}{C_{gd} R_L}}$$

Sin embargo, el cálculo de esta función de transferencia no ha tenido en cuenta ninguna resistencia interna de la fuente de voltaje ni ninguna resistencia de entrada en la puerta. Esto provoca que el voltaje que ve la puerta sea el mismo que el que proporciona la fuente, por lo que la capacitancia  $C_{gs}$  no tiene ningún efecto en la respuesta en frecuencia del circuito. Para solucionar esto, introducimos una resistencia ( $R_E$ ) adicional en la puerta que representa la resistencia interna de la fuente de voltaje y la resistencia parásita de la puerta del transistor. De este modo, ahora obtenemos una nueva función de transferencia donde todos los elementos del circuito equivalente del JFET tienen influencia en la respuesta en frecuencia del transistor.

$$H(s) = \frac{\frac{s}{C_{gs} R_E} - \alpha}{s^2 + \beta s + \gamma}$$

donde:

$$\alpha = \frac{g_m}{C_{gs} R_E C_{gd}}$$

$$\beta = \frac{g_m}{C_{gs}} + \frac{g_d}{C_{gd}} + \frac{g_d}{C_{gs}} + \frac{1}{C_{gs} R_E} + \frac{1}{C_{gd} R_L} + \frac{1}{C_{gs} R_L}$$

$$\gamma = \frac{R_L g_d + 1}{C_{gs} R_E C_{gd} R_L}$$

Del mismo modo, podemos escribir el módulo de la función de transferencia como:

$$|H(j\omega)| = \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega}{C_{gs}R_E}\right)^2 + \alpha^2}}{\sqrt{(\gamma - \omega^2)^2 + (\beta\omega)^2}}$$

El límite de operación en alta frecuencia del JFET depende de las dimensiones y las constantes físicas del transistor. Para mejorar la respuesta en alta frecuencia estos son algunos de los parámetros a modificar [ref.1 pag 318]:

1. Disminuyendo la longitud del canal,  $L$ , disminuye la capacitancia y aumenta  $g_m$ ; por lo tanto hay una mejora en el producto ganancia por ancho de banda.
2. Si el dopaje del canal se aumenta, la frecuencia de corte aumenta. Esto es cierto siempre que la conductividad del canal no sea muy alta.

No se ha hecho mucho hincapié en los aspectos físicos que limitan la respuesta del transistor ya que el funcionamiento físico del transistor en sí no es el objeto del proyecto.

## **Referencias:**

[1] K. Kano, *Semiconductor Devices*, Prentice-Hall, New Jersey, 1998.



# **Anexo I**

## **Parámetros S del BFG424W** **para $V_{CE}=2V$ , $I_C=2mA$**

Created by janssen On Thu Sep 15 10:02:03 Column ranking S11, S21,S12,S22 both magnitude and phase. VCE = 2V IC = 3mA <b>Common Emitter S-Parameters</b>								
GHz	S11	S11	S21	S21	S12	S12	S22	S22
	MAG	θ	MAG	θ	MAG	θ	MAG	θ
1,00E-01	0,864	-7,365	10,318	173,612	0,007	89,433	0,987	-4,045
2,00E-01	0,856	-14,851	10,197	167,452	0,013	81,881	0,978	-8,189
3,00E-01	0,842	-22,069	9,959	161,451	0,019	76,835	0,964	-12,142
4,00E-01	0,826	-29,219	9,747	155,78	0,025	72,779	0,946	-15,955
5,00E-01	0,805	-36,223	9,481	150,186	0,03	69,057	0,925	-19,586
6,00E-01	0,781	-42,977	9,185	144,963	0,035	65,57	0,901	-23,052
7,00E-01	0,757	-49,594	8,852	140,034	0,039	62,43	0,874	-26,262
8,00E-01	0,731	-56,038	8,544	135,328	0,043	59,737	0,849	-29,254
9,00E-01	0,705	-62,278	8,215	130,834	0,047	57,002	0,821	-32,067
1,00E+00	0,681	-68,188	7,876	126,692	0,049	55,024	0,794	-34,671
1,10E+00	0,655	-74,086	7,562	122,648	0,052	52,93	0,768	-37,112
1,20E+00	0,632	-79,723	7,253	118,933	0,054	51,161	0,743	-39,365
1,30E+00	0,609	-85,211	6,96	115,349	0,056	49,472	0,718	-41,541
1,40E+00	0,587	-90,667	6,668	111,924	0,058	48,167	0,695	-43,51
1,50E+00	0,568	-95,936	6,404	108,701	0,06	46,908	0,674	-45,48
1,60E+00	0,549	-101,117	6,143	105,629	0,061	45,996	0,652	-47,283
1,70E+00	0,533	-106,071	5,895	102,705	0,062	45,257	0,633	-49,057
1,80E+00	0,518	-111,039	5,665	99,912	0,064	44,547	0,614	-50,754
1,90E+00	0,504	-115,849	5,446	97,283	0,065	43,984	0,596	-52,395
2,00E+00	0,491	-120,583	5,236	94,698	0,066	43,63	0,578	-54,017
2,10E+00	0,481	-125,16	5,044	92,258	0,066	43,45	0,563	-55,603
2,20E+00	0,471	-129,755	4,86	89,854	0,067	43,201	0,547	-57,179
<b>2,30E+00</b>	<b>0,463</b>	<b>-134,166</b>	<b>4,684</b>	<b>87,54</b>	<b>0,068</b>	<b>43,192</b>	<b>0,533</b>	<b>-58,731</b>
2,40E+00	0,455	-138,557	4,52	85,382	0,069	42,938	0,519	-60,272
2,50E+00	0,45	-142,765	4,367	83,31	0,07	43,192	0,505	-61,766
2,60E+00	0,445	-146,884	4,22	81,238	0,071	43,272	0,492	-63,371
2,70E+00	0,441	-151,002	4,085	79,23	0,072	43,868	0,48	-64,921
2,80E+00	0,438	-154,949	3,949	77,29	0,073	43,836	0,469	-66,542
2,90E+00	0,435	-158,798	3,827	75,322	0,074	44,162	0,457	-68,142
3,00E+00	0,435	-162,568	3,712	73,516	0,075	44,505	0,446	-69,833
3,10E+00	0,434	-166,215	3,599	71,702	0,076	44,884	0,436	-71,527
3,20E+00	0,434	-169,846	3,494	69,911	0,077	45,124	0,426	-73,295
3,30E+00	0,436	-173,365	3,395	68,183	0,079	45,457	0,416	-75,08
3,40E+00	0,437	-176,749	3,298	66,443	0,08	45,796	0,407	-76,913
3,50E+00	0,44	-179,929	3,21	64,737	0,082	46,115	0,398	-78,9
3,60E+00	0,442	176,71	3,122	63,086	0,083	46,296	0,388	-80,952
3,70E+00	0,445	173,692	3,034	61,476	0,084	46,587	0,379	-82,91
3,80E+00	0,449	170,709	2,959	59,884	0,086	46,977	0,371	-85,028
3,90E+00	0,453	167,898	2,882	58,322	0,088	47,177	0,363	-87,235
4,00E+00	0,457	164,895	2,803	56,746	0,089	47,295	0,355	-89,483
4,10E+00	0,463	162,218	2,74	55,225	0,091	47,561	0,347	-91,807
4,20E+00	0,467	159,583	2,67	53,825	0,093	47,893	0,339	-94,239
4,30E+00	0,473	156,988	2,603	52,301	0,094	47,875	0,332	-96,751

4,40E+00	0,478	154,381	2,542	50,877	0,096	47,97	0,325	-99,253
4,50E+00	0,483	152,107	2,483	49,576	0,098	48,387	0,319	-101,813
<b>GHz</b>	<b>S11</b>	<b>S11</b>	<b>S21</b>	<b>S21</b>	<b>S12</b>	<b>S12</b>	<b>S22</b>	<b>S22</b>
	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>
4,60E+00	0,489	149,756	2,423	48,066	0,1	48,4	0,312	-104,594
4,70E+00	0,495	147,429	2,371	46,761	0,102	48,203	0,306	-107,457
4,80E+00	0,501	145,166	2,315	45,509	0,104	48,439	0,3	-110,31
4,90E+00	0,507	143,124	2,264	44,051	0,106	48,568	0,296	-113,295
5,00E+00	0,512	140,908	2,22	42,856	0,109	48,3	0,29	-116,416
5,10E+00	0,518	138,788	2,168	41,703	0,11	48,148	0,286	-119,533
5,20E+00	0,525	136,878	2,124	40,297	0,112	48,35	0,282	-122,611
5,30E+00	0,531	135,046	2,088	39,073	0,115	48,189	0,279	-125,975
5,40E+00	0,536	133,021	2,04	37,923	0,117	47,704	0,275	-129,435
5,50E+00	0,543	131,203	2	36,536	0,119	47,616	0,272	-132,638
5,60E+00	0,55	129,543	1,967	35,378	0,121	47,675	0,27	-136,041
5,70E+00	0,555	127,8	1,926	34,282	0,124	47,286	0,269	-139,633
5,80E+00	0,563	126,002	1,89	32,909	0,126	46,795	0,268	-143,134
5,90E+00	0,568	124,306	1,857	31,788	0,128	46,732	0,266	-146,577
6,00E+00	0,575	122,798	1,818	30,713	0,131	46,565	0,266	-150,074
6,10E+00	0,581	121,273	1,787	29,465	0,133	46,03	0,267	-153,527
6,20E+00	0,587	119,766	1,759	28,48	0,135	45,598	0,267	-156,972
6,30E+00	0,593	118,205	1,723	27,38	0,137	45,587	0,269	-160,411
6,40E+00	0,598	116,847	1,697	26,124	0,14	45,312	0,271	-163,723
6,50E+00	0,604	115,382	1,671	25,161	0,142	44,71	0,273	-167,007
6,60E+00	0,61	113,875	1,639	24,064	0,144	44,338	0,276	-170,248
6,70E+00	0,616	112,588	1,614	22,831	0,146	44,381	0,279	-173,409
6,80E+00	0,621	111,269	1,59	21,908	0,15	43,802	0,283	-176,637
6,90E+00	0,627	109,747	1,56	20,827	0,151	43,027	0,286	-179,77
7,00E+00	0,633	108,507	1,537	19,65	0,153	42,795	0,291	177,275
7,10E+00	0,637	107,296	1,515	18,741	0,156	42,726	0,295	174,325
7,20E+00	0,642	106,011	1,488	17,691	0,159	42,021	0,299	171,702
7,30E+00	0,647	104,783	1,468	16,621	0,161	41,414	0,305	168,971
7,40E+00	0,652	103,643	1,447	15,729	0,163	41,288	0,311	166,395
7,50E+00	0,657	102,463	1,423	14,626	0,166	40,758	0,316	163,658
7,60E+00	0,662	101,208	1,404	13,595	0,169	39,878	0,322	161,178
7,70E+00	0,666	100,092	1,383	12,775	0,17	39,397	0,328	158,707
7,80E+00	0,671	99,036	1,359	11,685	0,172	39,249	0,334	156,444
7,90E+00	0,675	97,977	1,345	10,76	0,176	38,44	0,34	154,154
8,00E+00	0,678	96,736	1,325	10,004	0,177	37,744	0,346	152,029
8,10E+00	0,682	95,725	1,305	8,874	0,178	37,372	0,353	149,936
8,20E+00	0,686	94,784	1,292	7,953	0,182	37,223	0,359	147,915
8,30E+00	0,689	93,759	1,273	7,22	0,185	36,267	0,366	145,888
8,40E+00	0,693	92,745	1,256	6,131	0,186	35,577	0,373	144,022
8,50E+00	0,697	91,931	1,243	5,25	0,188	35,395	0,38	142,223
8,60E+00	0,7	90,974	1,225	4,466	0,192	34,887	0,387	140,384
8,70E+00	0,704	89,943	1,21	3,353	0,194	33,906	0,393	138,761
8,80E+00	0,707	89,08	1,198	2,576	0,195	33,43	0,4	137,034
8,90E+00	0,71	88,301	1,178	1,845	0,198	33,282	0,407	135,316
9,00E+00	0,714	87,399	1,166	0,715	0,202	32,23	0,414	133,591
9,10E+00	0,717	86,592	1,156	-0,028	0,203	31,356	0,421	132,024



9,20E+00	0,721	85,867	1,137	-0,712	0,204	31,005	0,428	130,375
9,30E+00	0,725	85,225	1,125	-1,763	0,208	30,499	0,435	128,748
9,40E+00	0,729	84,392	1,118	-2,507	0,21	29,461	0,44	127,126
9,50E+00	0,733	83,469	1,1	-3,147	0,21	28,863	0,446	125,609
<b>GHz</b>	<b>S11</b>	<b>S11</b>	<b>S21</b>	<b>S21</b>	<b>S12</b>	<b>S12</b>	<b>S22</b>	<b>S22</b>
	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>
9,60E+00	0,74	82,818	1,091	-4,181	0,213	28,704	0,45	124,012
9,70E+00	0,745	81,861	1,085	-5,025	0,216	28,025	0,454	122,695
9,80E+00	0,748	80,411	1,069	-5,903	0,218	26,971	0,459	121,438
9,90E+00	0,747	79,451	1,059	-6,963	0,219	26,547	0,464	120,227
1,00E+01	0,745	78,877	1,05	-7,654	0,222	26,175	0,469	118,987
1,01E+01	0,746	78,215	1,033	-8,545	0,225	25,24	0,474	117,881
1,02E+01	0,751	77,448	1,025	-9,607	0,226	24,297	0,478	116,726
1,03E+01	0,754	76,722	1,016	-10,203	0,227	23,828	0,483	115,629
1,04E+01	0,756	75,997	1,001	-11,042	0,23	23,354	0,488	114,595
1,05E+01	0,759	75,085	0,993	-12,073	0,232	22,45	0,492	113,422
1,06E+01	0,761	74,226	0,986	-12,588	0,233	21,684	0,496	112,519
1,07E+01	0,763	73,483	0,972	-13,526	0,234	21,235	0,501	111,669
1,08E+01	0,765	72,888	0,964	-14,641	0,237	20,477	0,506	110,764
1,09E+01	0,766	72,227	0,954	-15,166	0,238	19,532	0,511	109,897
1,10E+01	0,77	71,588	0,94	-15,919	0,238	18,955	0,516	109,026
1,11E+01	0,777	70,957	0,934	-16,702	0,239	18,851	0,521	108,018
1,12E+01	0,781	70,003	0,928	-17,162	0,244	18,282	0,525	107,06
1,13E+01	0,784	68,849	0,92	-18,108	0,245	17,234	0,529	106,236
1,14E+01	0,783	67,76	0,915	-19,221	0,246	16,548	0,533	105,546
1,15E+01	0,78	67,139	0,907	-19,837	0,249	15,994	0,538	104,739
1,16E+01	0,778	66,199	0,896	-20,871	0,251	14,891	0,544	104,187
1,17E+01	0,774	65,574	0,888	-21,831	0,25	13,98	0,549	103,213
1,18E+01	0,779	65,094	0,877	-22,319	0,25	13,835	0,553	102,425
1,19E+01	0,779	63,868	0,866	-23,231	0,252	13,556	0,559	101,73
1,20E+01	0,773	62,863	0,863	-23,857	0,254	12,783	0,569	100,931
1,21E+01	0,769	62,097	0,855	-24,552	0,255	12,293	0,574	99,539
1,22E+01	0,765	61,349	0,844	-25,531	0,258	12,371	0,579	98,624
1,23E+01	0,758	61,252	0,837	-26,421	0,263	10,968	0,584	97,326
1,24E+01	0,76	60,68	0,826	-26,803	0,261	10,108	0,587	96,372
1,25E+01	0,758	59,878	0,82	-27,671	0,263	9,586	0,59	95,17
1,26E+01	0,755	59,685	0,812	-28,236	0,262	9,556	0,586	93,547
1,27E+01	0,753	59,203	0,805	-28,871	0,266	8,841	0,582	92,933
1,28E+01	0,753	58,606	0,797	-29,838	0,267	8,013	0,58	92,439
1,29E+01	0,753	58,242	0,79	-30,399	0,268	7,845	0,578	92,153
1,30E+01	0,753	57,921	0,782	-30,855	0,271	7,553	0,58	91,859
1,31E+01	0,751	57,261	0,776	-31,819	0,274	6,458	0,58	91,46
1,32E+01	0,751	56,573	0,771	-32,46	0,275	5,65	0,586	91,141
1,33E+01	0,749	56,125	0,762	-32,944	0,276	5,308	0,589	90,171
1,34E+01	0,749	55,839	0,756	-33,721	0,278	4,727	0,591	90,225
1,35E+01	0,747	55,149	0,754	-34,17	0,281	3,733	0,6	89,396
1,36E+01	0,747	54,658	0,743	-34,965	0,279	3,006	0,604	88,714
1,37E+01	0,748	54,312	0,737	-35,467	0,279	3,329	0,606	87,868
1,38E+01	0,748	53,827	0,736	-35,823	0,283	2,543	0,61	87,108
1,39E+01	0,747	53,114	0,727	-36,662	0,284	1,53	0,61	86,209

1,40E+01	0,749	52,662	0,722	-37,407	0,282	1,716	0,612	85,539
1,41E+01	0,749	52,327	0,72	-37,62	0,287	2,08	0,613	84,797
1,42E+01	0,746	51,729	0,712	-38,467	0,292	0,699	0,614	84,211
1,43E+01	0,746	51,084	0,707	-39,437	0,292	0,013	0,615	83,66
1,44E+01	0,746	50,645	0,703	-39,642	0,294	0,245	0,617	83,05
1,45E+01	0,745	50,172	0,693	-40,526	0,301	-0,807	0,617	82,347
<b>GHz</b>	<b>S11</b>	<b>S11</b>	<b>S21</b>	<b>S21</b>	<b>S12</b>	<b>S12</b>	<b>S22</b>	<b>S22</b>
	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>	<b>MAG</b>	<b>θ</b>
1,46E+01	0,743	49,528	0,688	-41,338	0,302	-2,292	0,617	81,775
1,47E+01	0,743	48,853	0,682	-41,438	0,3	-2,578	0,619	81,154
1,48E+01	0,741	48,381	0,674	-42,105	0,304	-2,639	0,62	80,457
1,49E+01	0,74	47,825	0,67	-43,016	0,309	-3,984	0,62	79,865
1,50E+01	0,738	47,091	0,665	-43,199	0,308	-5,034	0,623	79,346



# **Anexo II**

## **Parámetros SPICE del BFG424W**

```

* Filename: BFG424W_SPICE.PRM
* BFG424W SPICE MODEL
* NXP SEMICONDUCTORS
* Date : November 2006
* PACKAGE : SOT343 DIE MODEL : XB424N1
* 1: COLLECTOR; 2: BASE; 3: EMITTER
.SUBCKT BFG424W 1 2 3
Q1 6 5 7 7 XB424 N1
* SOT343 parasitic model
Lb_lead      2 4 .281n
Lb_wire      4 5 .842n
Lc_lead      1 9 .28n
Lc_wire      9 6 .767n
Le_lead      3 8 .1n
Le_wire      7 8 .212n
Cbpb         5 10 145f
Rbsub        10 7 25
Ccb          4 9 2f
Cbe          4 8 80f
Cce          8 9 80f

```

```

* PHILIPS SEMICONDUCTORS
* Filename: XB424N1.PRM
*

```

Version: 1.0  
Date: November 2006

```

.MODEL XB424N1 NPN
+ IS = 4.717E-17
+ BF = 130
+ NF = 0.9934
+ VAF = 31.12
+ IKF = 0.304
+ ISE = 3.002E-13
+ NE = 3
+ BR = 11.37
+ NR = 0.985
+ VAR = 1.874
+ IKR = 0.121
+ ISC = 4.848E-16
+ NC = 1.546
+ RB = 14.41
+ IRB = 0
+ RBM = 6.175
+ RE = 0.1779
+ RC = 1.780
+ CJE = 4.3526-13
+ VJE = 0.9
+ MJE = 0.3456
+ CJC = 1.88649E-13
+ VJC = 0.5569

```

+ MJC = 0.2079  
+ CJS = 6.675E-13  
+ VJS = 0.4183  
+ MJS = 0.2391  
+ XCJC = 0.5  
+ TR = 0.0  
+ TF = 4.122E-12  
+ XTF = 68.2  
+ VTF = 2.004  
+ ITF = 1.2  
+ PTF = 0  
+ FC = 0.5501  
+ EG = 1.11  
+ XTI = 3  
+ XTB = 1.5  
.ENDS

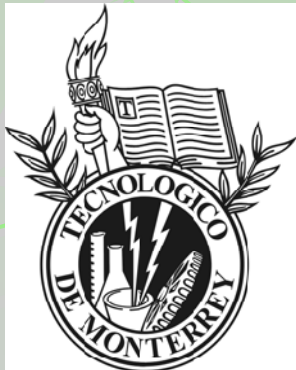


# **Anexo III**

## **Hoja de Características** **del Transistor** **BFG424W**



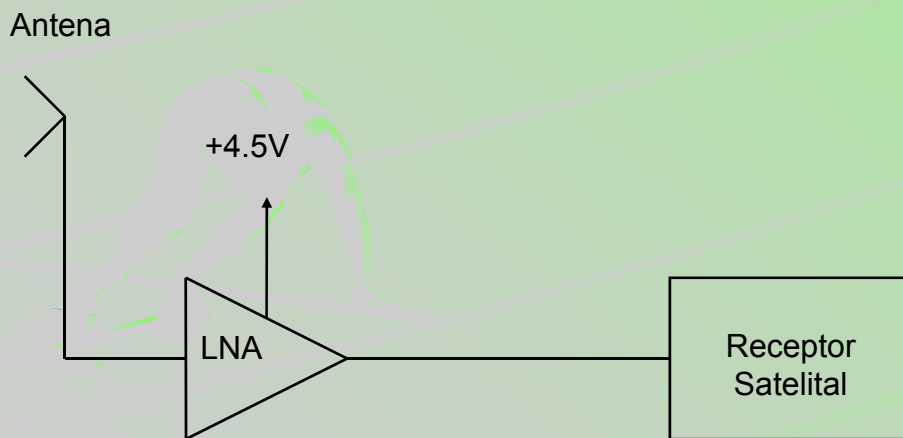
# Diseño de un LNA para un Receptor Satelital (2.3GHz)



**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS  
SUPERIORES DE MONTERREY**

# Objetivo del Proyecto

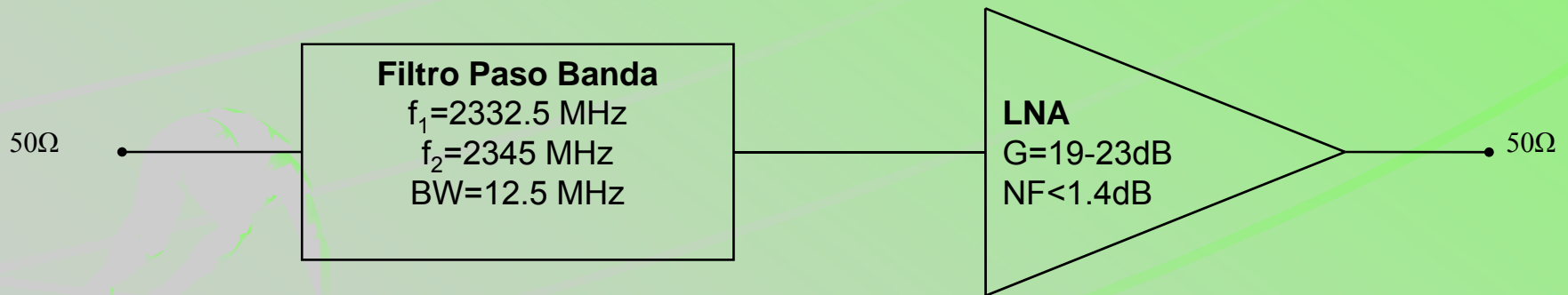
- ✦ Presentar las herramientas necesarias para el diseño de LNA
- ✦ Aplicarlas en la resolución del siguiente problema de diseño:



Parámetros	Valores
Ganancia del Bloque	19dB (min)-23dB (max)
Rango Frecuencial de Operación	2332.5MHz-2345MHz
Ancho de Banda	12.5 MHz
Frecuencia Central	2338.75 MHz
Figura de Ruido	< 1.4 dB
Impedancia de Entrada y Salida	50Ω

# Planteamiento de la Solución

- ✦ Limitación del rango frecuencial de operación
- ✦ Etapa Amplificadora



- ✦ Dos bloques principales en el diseño
  - Filtro Paso Banda de Microondas
  - Amplificador de Bajo Ruido

# Diseño del Filtro Paso Banda



# Diseño del Filtro Paso Banda

## ✦ Características del Filtro Paso Banda

Parámetros	Valores
Paso de Banda del Filtro	2332.5 MHz – 2345 MHz
Ancho de Banda	12.5 MHz
Frecuencia Central ( $f_0$ )	2338.75 MHz
Atenuación a $f_0 \pm 230$ MHz	35 dB (min)

## ✦ Posibles soluciones:

- Utilizando elementos discretos
- Utilizando elementos distribuidos

# Filtro con Líneas de Transmisión Acopladas

- Funcionamiento óptimo para BPF con anchos de banda inferiores al 20%.
- Procedimiento del cálculo:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_1}} = \sqrt{\frac{5.345 \times 10^{-3} \pi}{2}} = 0.092$$

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_N g_{N+1}}} = \sqrt{\frac{5.345 \times 10^{-3} \pi}{2}} = 0.092$$

$$Z_{0imp}(1) = Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] = 50 [1 - 0.092 + (0.092)^2] = 45.82$$

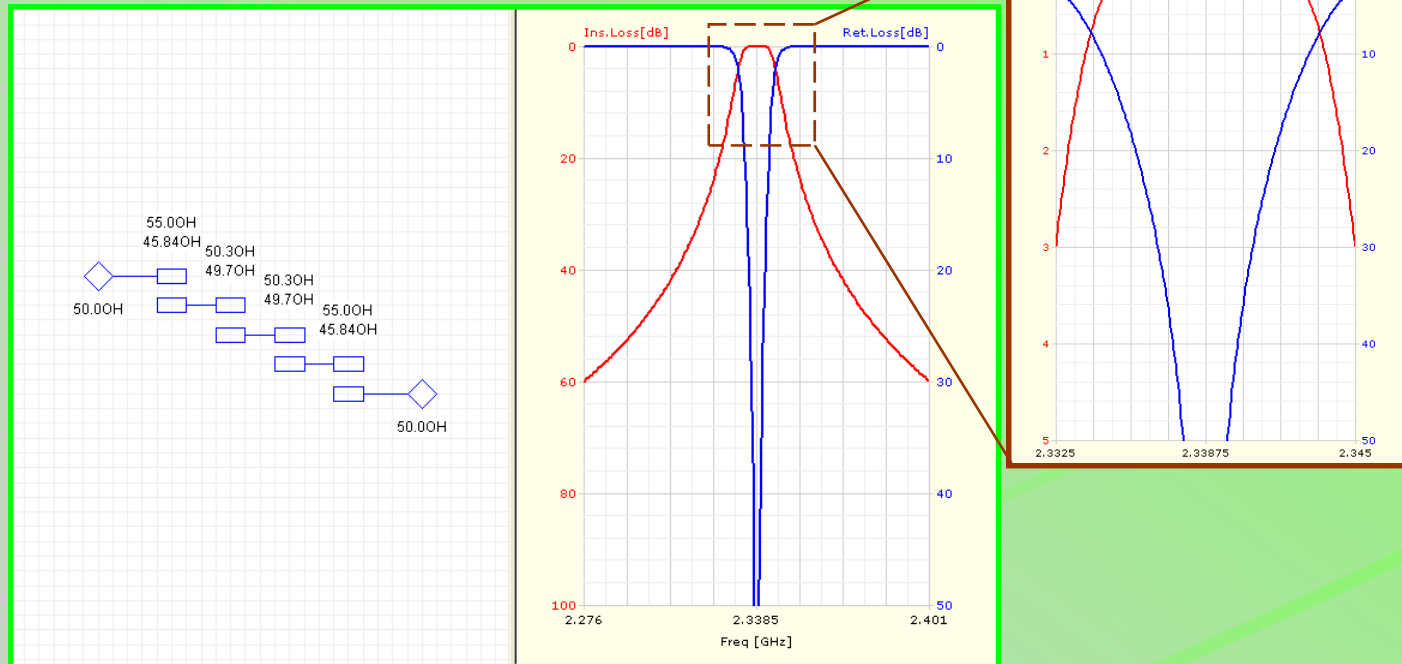
$$Z_{0par}(1) = Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] = 50 [1 + 0.092 + (0.092)^2] = 55.02$$

- Filtro maximalmente plano de orden 3.

n	$g_n$	$Z_0 J_n$	$Z_{opar}$	$Z_{oimpar}$
1	1	0.092	55.02	45.82
2	2	5.94E-3	50.3	49.71
3	1	5.94E-3	50.3	49.71
4	1	0.092	55.02	45.82

# Respuesta del Filtro

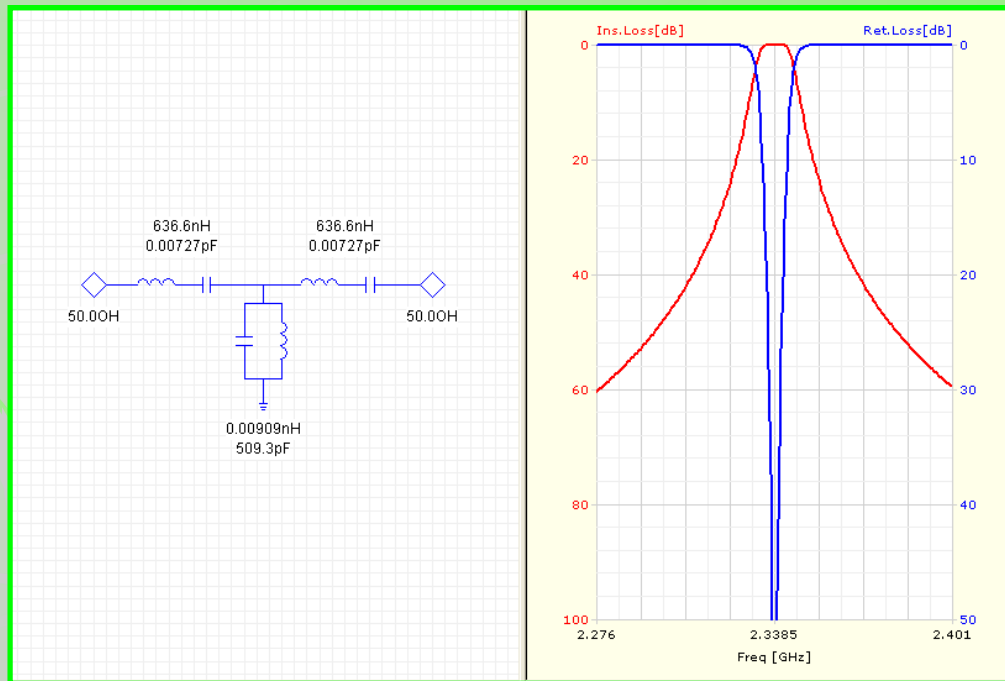
- Simulación del BPF con *Ansoft Designer SV2*:



- Implementación del filtro con tecnología microstrip
- Con un orden 3 se cumplen las exigencias mínimas requeridas

# Impendancia del Filtro

- Necesaria para adaptar correctamente la entrada del LNA.
- Circuito equivalente con elementos discretos:



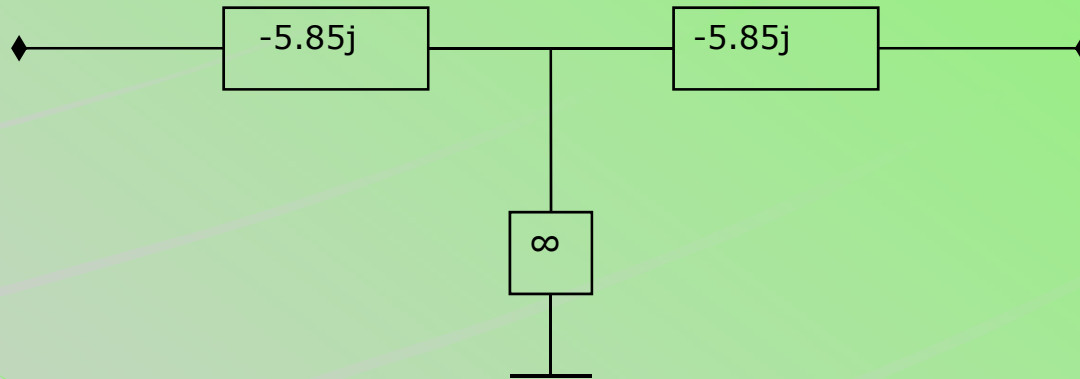
- Cálculo de impedancias de condensadores y bobinas a la frecuencia de trabajo

–  $L = j\omega L$

$C = 1/j \omega C$



- Calculando las impedancias de los resonadores LC:



- Impedancia equivalente del filtro:

$$Z_{Filtro} = -5.85j - 5.85j = -11.7j$$

# Diseño del Amplificador de Bajo Ruido



# Diseño del LNA

## ✦ Requerimientos de amplificación y ruido:

Parámetros	Valores
Ganancia	19dB (min)-23dB(max)
Figura de ruido	<1.4dB

## ✦ Transistor BFG424W de *NXP Semiconductors*:

- Intersil, Fairchild, InterFet, LinearSystems, Maxim...
- BJT
- NF(min)=1.2dB
- Ganancia en potencia:  $|S_{21}|^2 = 18dB$
- Frecuencia de transición= 25GHz

## ✦ Polarización de mínimo ruido (Vce=2V e Ic=2mA)

- Disminución de ganancia
- Parámetros de bajo ruido:  $\Gamma_{opt} = 0.43_{<57.2^\circ}$
- Necesidad de adaptación

# Suposición de Unilateralidad y Ganancia Maxima de una Etapa

- Suponemos  $S_{12}=0 \Rightarrow$  error en ganancia de:

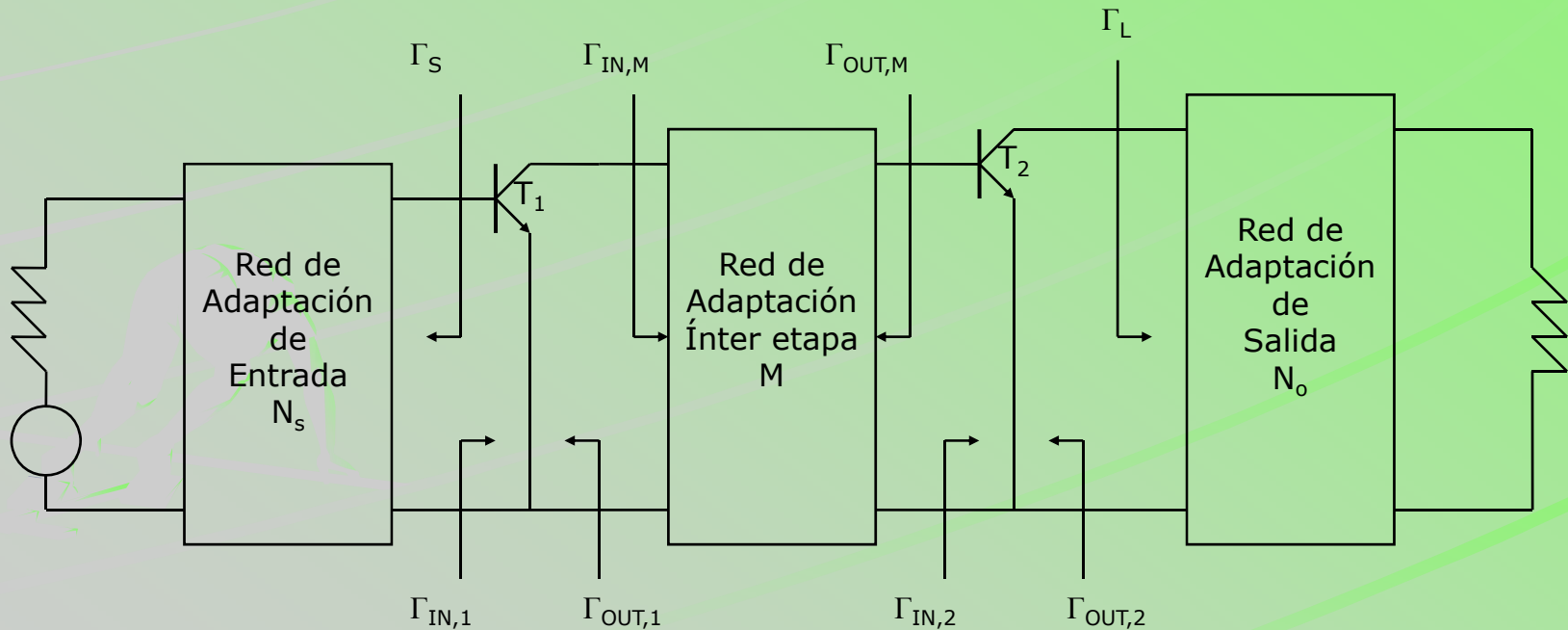
$$-1.13dB < G_T - G_{TU} < 1.31dB$$

- Ganancia máxima con una etapa:

$$G_{\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 38.9 \Rightarrow 15.9dB$$

- No se cumple la  $G_{\min} \Rightarrow$  Necesidad de dos etapas
  - Configuración de mínimo ruido para ambas etapas
  - Ajuste de ganancia en la última etapa

# Diagrama de Bloques del LNA



# Estabilidad

- 👉 Calculamos la estabilidad a partir de los parámetros S a 2.3GHz

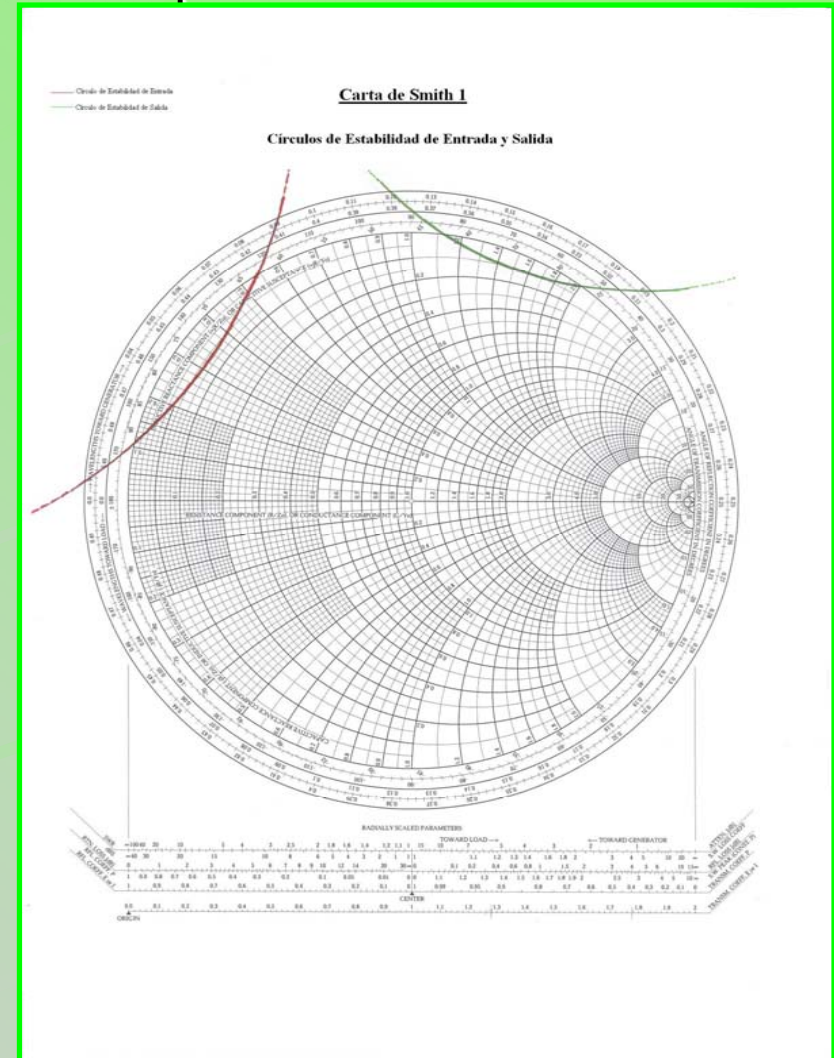
$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| = 0.189_{\langle -100^\circ}$$

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} = 0.843$$

- ✚  $|\Delta| < 1$  y  $k < 1 \Rightarrow$  Potencialmente inestable.
- ✚ Se añade una resistencia de  $5\Omega$  para garantizar la estabilidad.

$$Z_{L1} = 5 + Z'_{L1}$$

$$Z_{S2} = 5 + Z'_{S2}$$



# Polarización del Transistor

- ✦ Polarización para mínima figura de ruido:

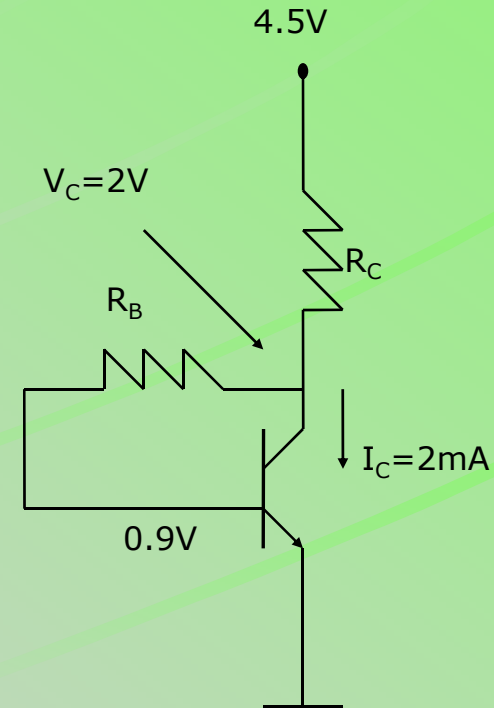
$V_{cc}$	4.5V
$V_{CE}$	2V
$I_C$	2mA

- ✦ Utilizando los parámetros SPICE del fabricante:

- $\beta=130$
- $V_{BE}=0.9V$

- ✦ Resolviendo:

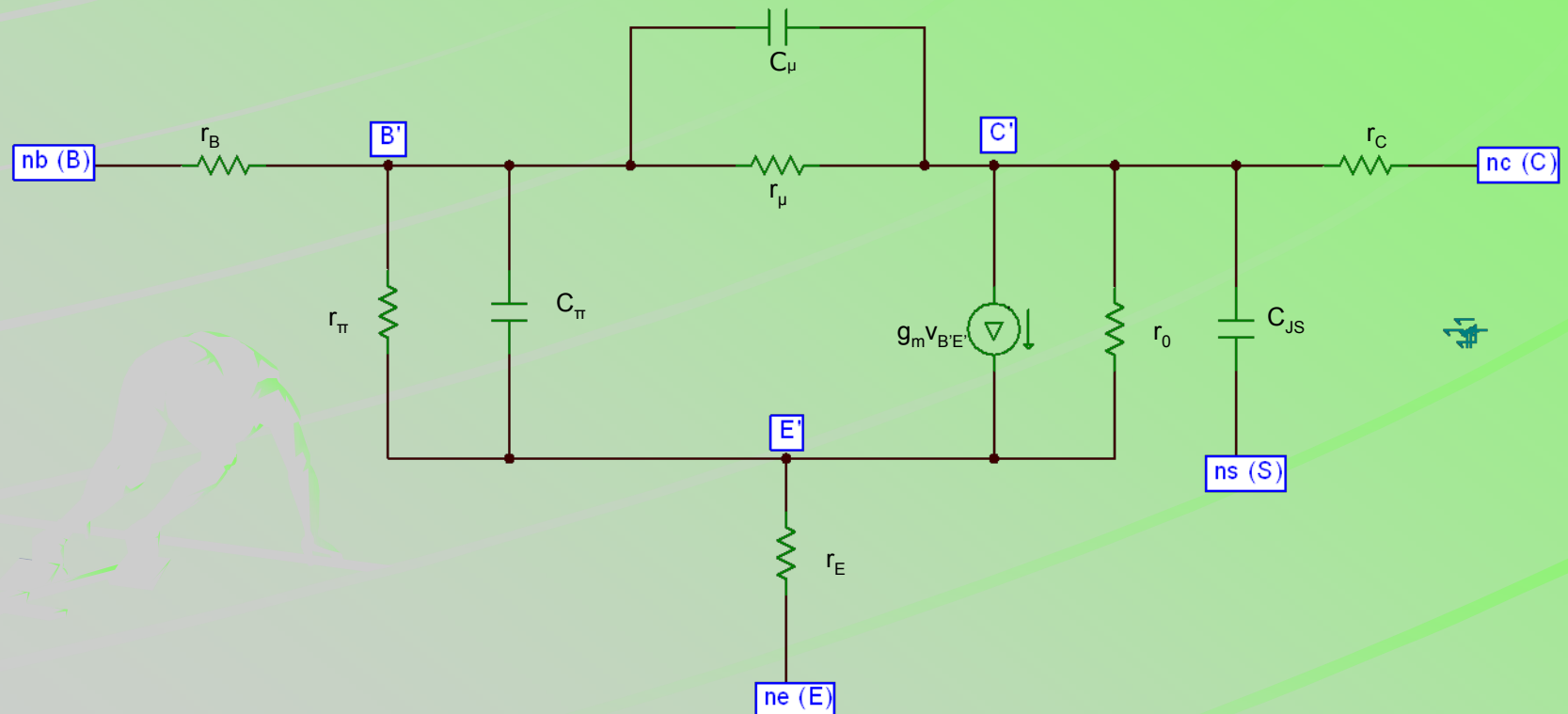
- $R_B=71.4K\Omega$
- $R_C=1.24K\Omega$





# Circuito Equivalente del BJT

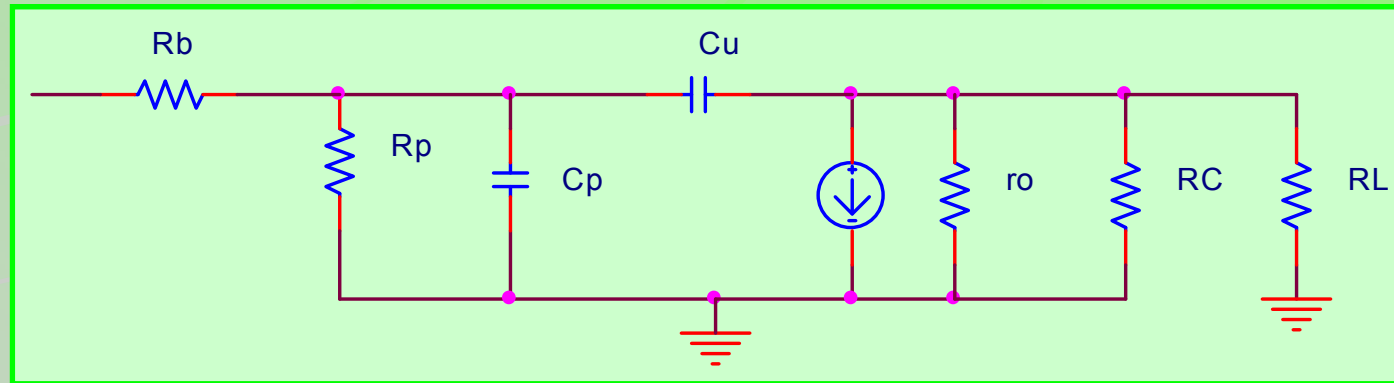
- ✦ Circuito equivalente a pequeña señal y alta frecuencia





# Circuito Equivalente del BFG424W

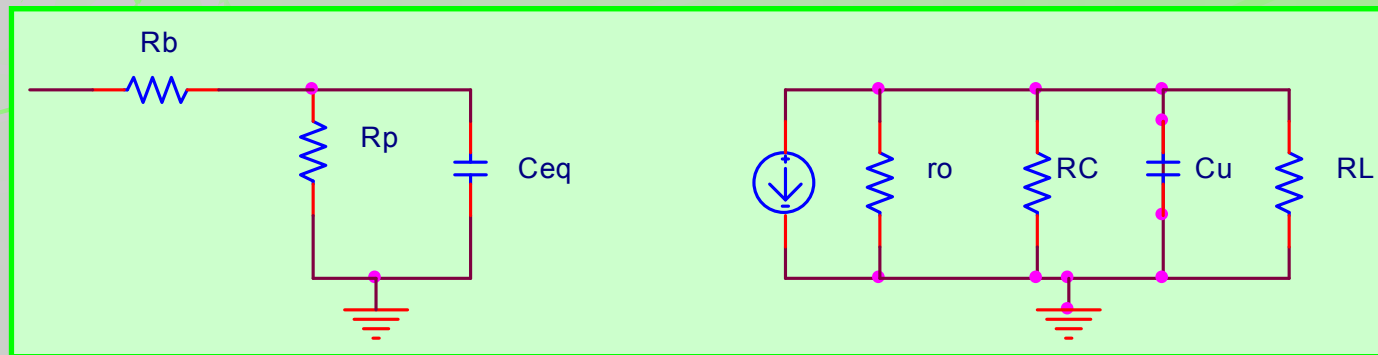
- ⚡ Circuito equivalente a alta frecuencia y pequeña señal:



- ⚡ Los siguientes elementos se desprecian:

–  $R_B, r_{\mu} \approx \infty; r_E \approx 0, r_C \ll R_C$

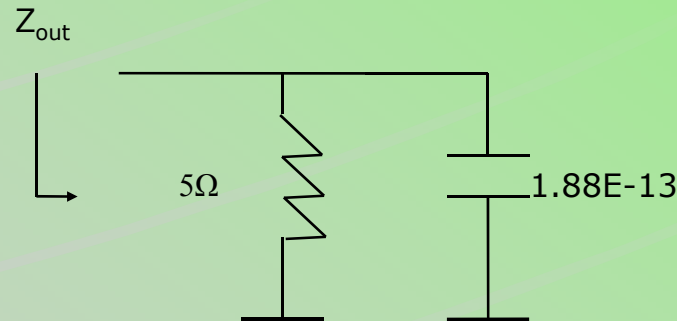
- ⚡ Aplicando el Teorema de Miller:



$$C_{EQ} = C_{\pi} + C_{\mu}(1 + g_m(r_o // R_C // R_L))$$

# Impedancia de Salida del Transistor

- Utilizando los parámetros SPICE del BFG424W se calcula el valor de los elementos del circuito equivalente.

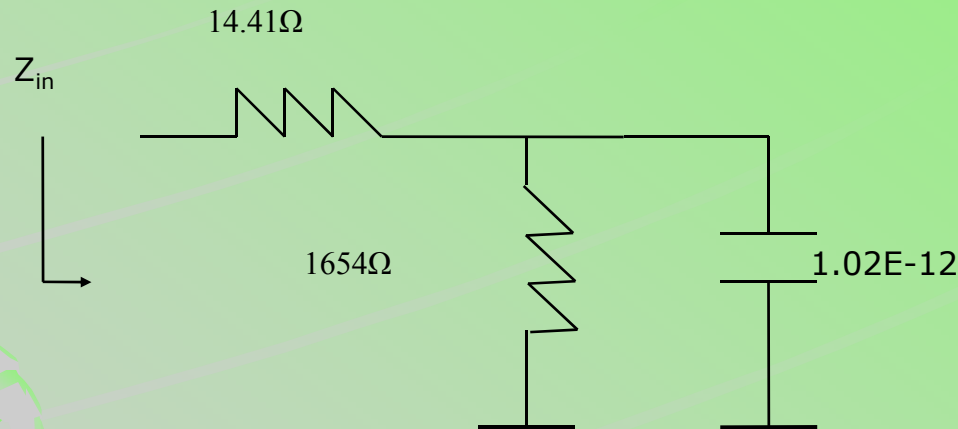


- Resolviendo para la frecuencia central  $f_0=2338.75$  MHz:

$$Z_{out} = 5 // Z_C = \left( \frac{1}{5} + \frac{1}{-362j} \right)^{-1} = 5 - 0.07j$$

# Impedancia de Entrada del Transistor

- La impedancia de entrada vendrá determinada por el siguiente circuito:



- Resolviendo para  $f_0$ :

$$Z_{in} = 14.41 + (1654 // -66.7 j) = 17.1 - 66.6 j$$

# Red de Adaptación de Entrada

- Adaptación para mínima figura de ruido =>  $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$
- La impedancia de fuente óptima que deberá existir será:

$$Z_{opt} = \frac{1 + \Gamma_{opt}}{1 - \Gamma_{opt}} = 1.13 + j$$

- Impedancia a adaptar es: Antena+Filtro
- Red de adaptación requerida:

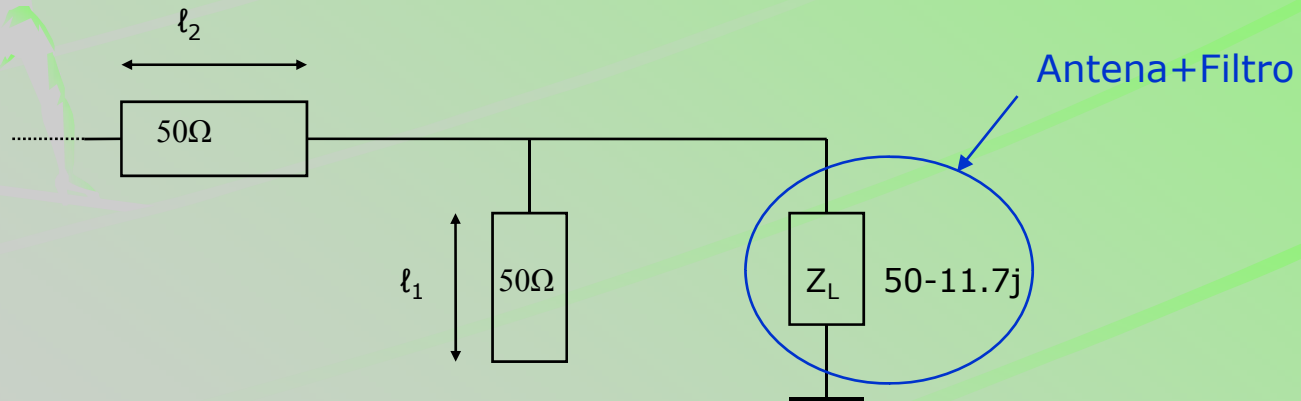


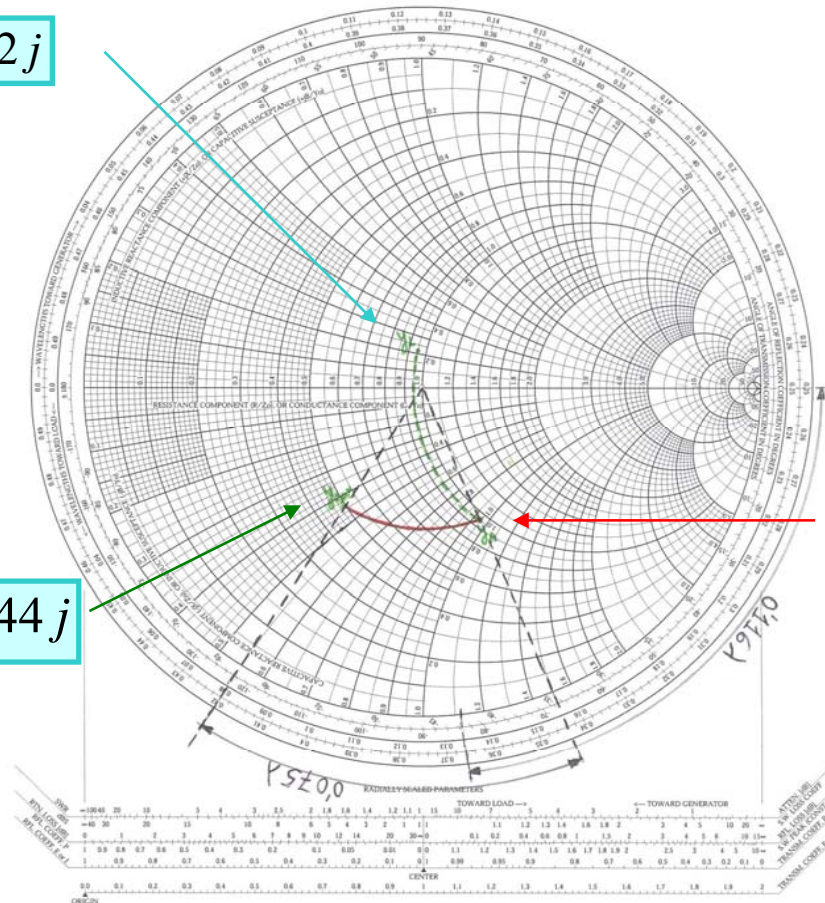
Diagrama de admitancias de Smith

**Carta de Smith 2**  
**Red de Adaptación de Entrada**

$$y_L = 0.95 + 0.22j$$

$$y_{opt} = 0.5 - 0.44j$$

$$y_A = 0.95 - 0.94j$$

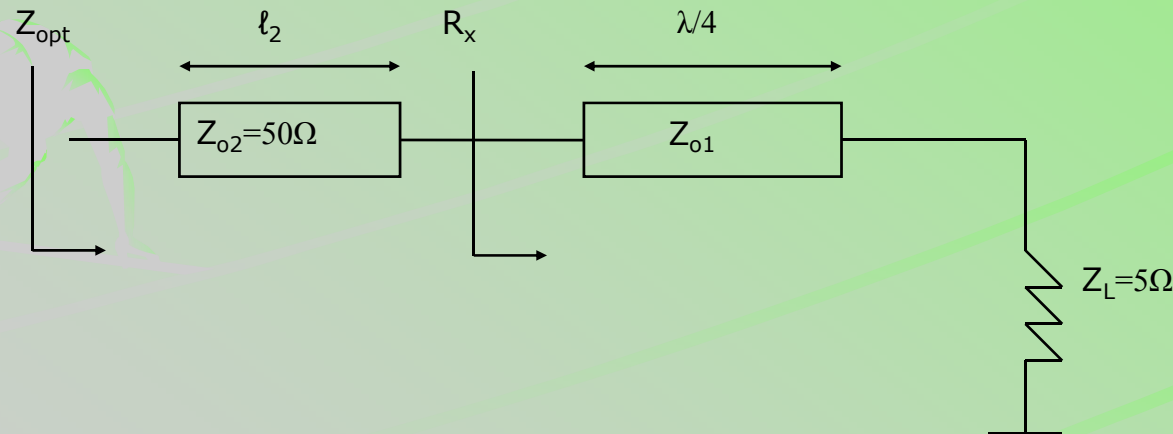


# Red de Adaptación Ínter Etapa

- ✦ Configuración de mínima figura de ruido para la 2ª etapa.
- ✦ Impedancia vista por el "transistor 2" es  $Z_{out1}$ .

$$Z_{out1} = \frac{Z_{out1}}{50} = \frac{5 - 0.07j}{50} = 0.1 - 1.4 \times 10^{-3} j$$

- ✦ Red de adaptación sin elementos en paralelo:





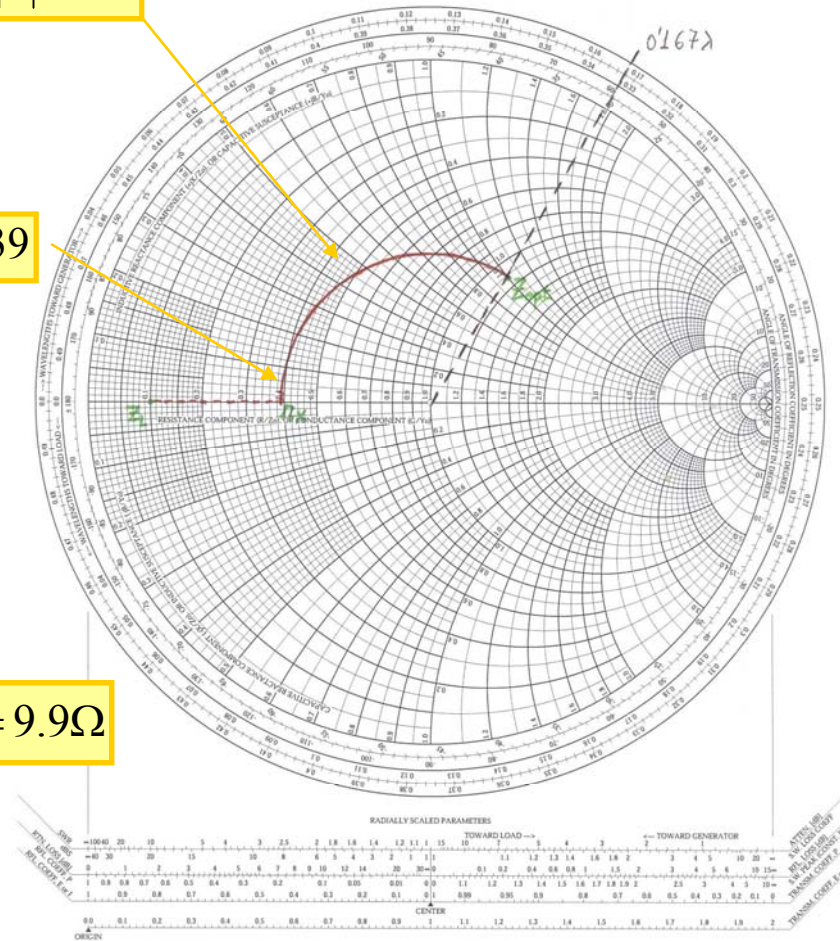
### Carta de Smith 3

Red de Adaptación Ínter Etapa

$$|\Gamma| = cte$$

$$r_x = 0.39$$

$$Z_{o1} = \sqrt{Z_L R_x} = \sqrt{5 \cdot 19.5} = 9.9\Omega$$



# Ganancia de las Etapas

- ✦ Ganancia de entrada idéntica para ambos transistores:

$$G_{s1} = G_{s2} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} = 0.857$$

$$G_{s1}(dB) = G_{s2}(dB) = -0.67dB$$

- ✦ Ganancia de ambos transistores es la misma:

$$G_{o1} = G_{o2} = |S_{21}|^2 = 22$$

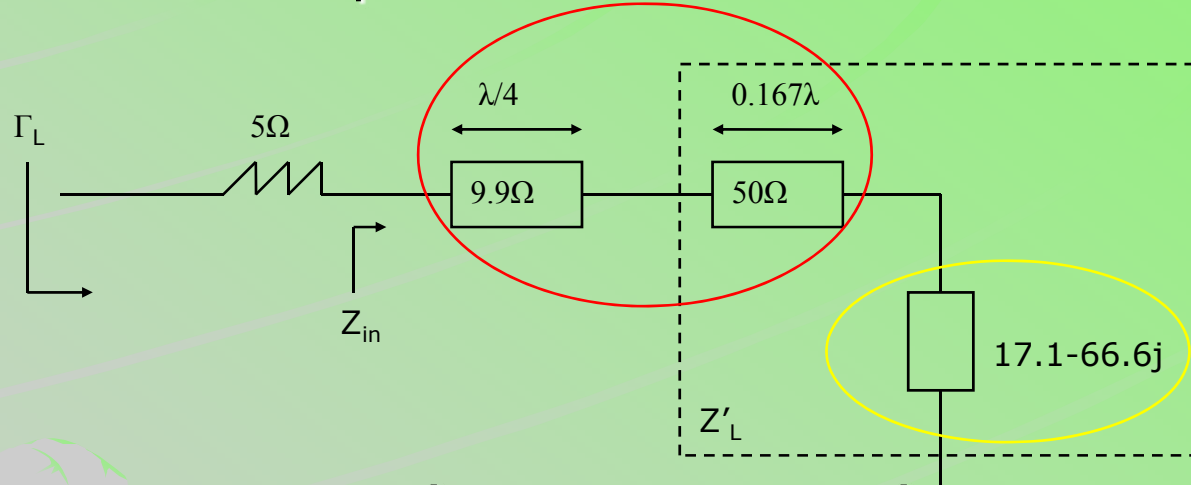
$$G_{o1}(dB) = G_{o2}(dB) = 13.4dB$$

- ✦ Se precisa conocer  $\Gamma_{L1}$  para calcular la ganancia de salida de la primera etapa.



# Cálculo de $\Gamma_{L1}$

- Impedancia vista por el "transistor 1" a su salida:



- Impedancia de una línea de transmisión:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta \ell}{Z_o + jZ_L \tan \beta \ell}$$

$$Z'_L = 50 \frac{17.1 - 66.6j + j50 \tan \frac{2\pi}{\lambda} 0.167\lambda}{50 + j(17.1 - 66.6j) \tan \frac{2\pi}{\lambda} 0.167\lambda} = 6.06 + 5.06j$$

- Impedancia a la entrada de una línea de  $\lambda/4$  es:

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} = \frac{9.9^2}{6.06 + 5.06j} = 9.5 - 8j$$

- La impedancia final conectada a la salida del "transistor 1" es:

$$Z_L = Z_{in} + 5 = 14.5 - 8j \quad \Rightarrow \quad \Gamma_L = 0.56_{<-160^\circ}$$

- Ganancia de salida de la primera etapa es:

$$G_{L1} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1 - 0.56^2}{|1 - 0.533_{<-58.73^\circ} \cdot 0.56_{<-160^\circ}|^2} = 0.44$$

$$G_{L1}(dB) = -3.5dB$$

# Ganancia Total del LNA

- Sumando la ganancia de todas las etapas:

$$G_T = G_{S1} + G_{o1} + G_{L1} + G_{S2} + G_{o2} = -0.67 + 13.4 - 3.5 - 0.67 + 13.4 = 22dB$$

- Ganancia requerida en la salida del "transistor 2":

$$G_{L2} = 0dB$$

- Adaptación a la salida para conseguir la ganancia deseada

# Círculos Constantes de Ganancia

- ✦ Ganancia máxima en la etapa de salida:

$$G_{L\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.4 = 1.46\text{dB}$$

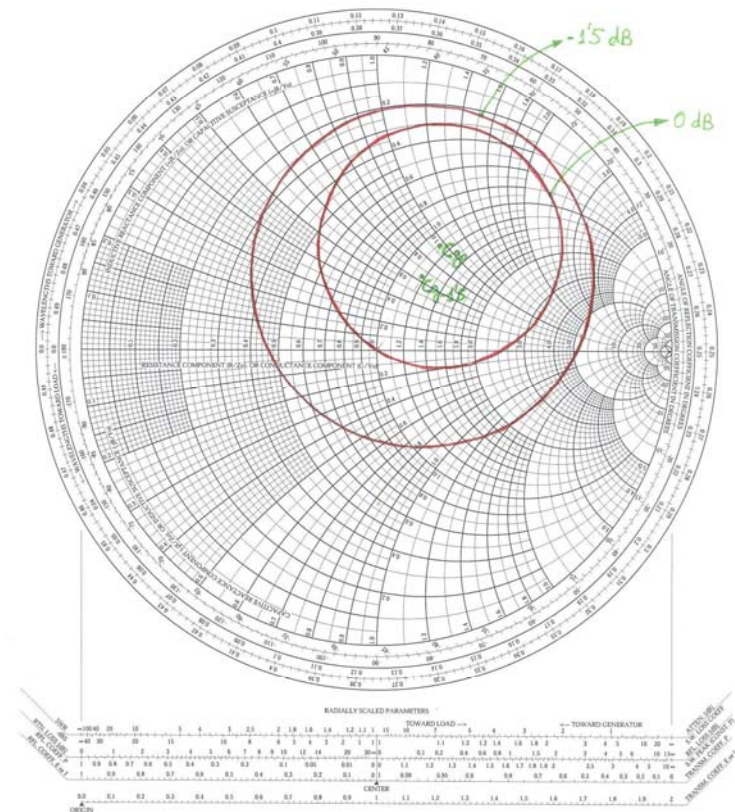
- ✦ Círculos ctes. de ganancia de 0dB y -1.5dB

$$C_{g_{0\text{dB}}} = \frac{g_{0\text{dB}} S_{22}^*}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_{0\text{dB}})} = 0.41_{<58.73}$$

$$r_{g_{0\text{dB}}} = \frac{\sqrt{1 - g_{0\text{dB}}} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_{0\text{dB}})} = 0.41$$

✦ Salida conectada a  $50\Omega \Rightarrow G_{L2} = 0\text{dB}$

**Carta de Smith 4**  
Círculos Contantes de Ganancia de 0dB y -1.5dB



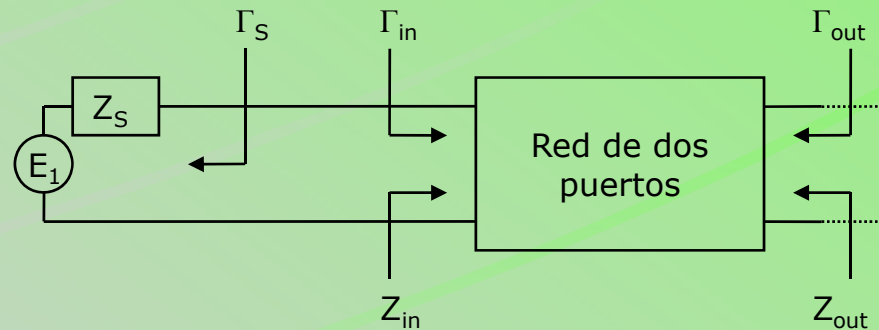
# Figura de Ruido Total

- La figura de ruido de un sistema viene dada por:

$$NF_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}}$$

- La ganancia en potencia disponible del "transistor 1" es:

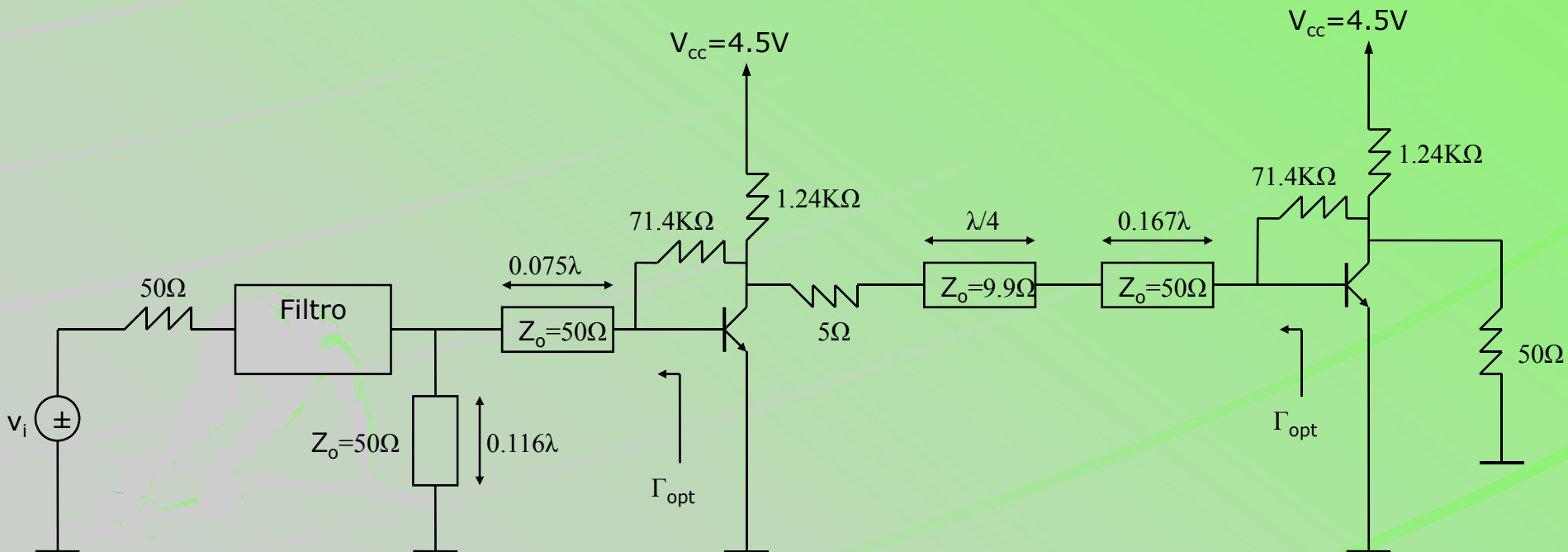
$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} = 24$$



- La figura de ruido total del sistema será:

$$NF_T = 1.32 + \frac{1.32 - 1}{24} = 1.33 = 1.25dB$$

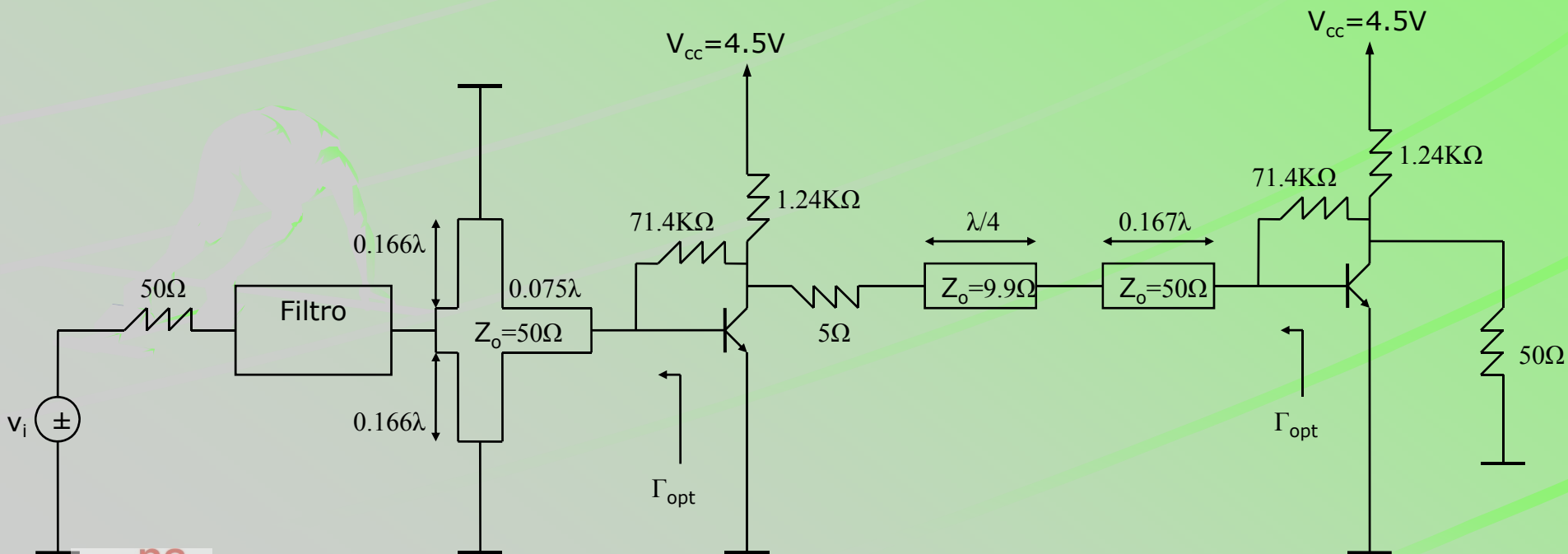
# Diseño final



# Diseño Balanceado

- Configuración balanceada para minimizar interacción de transición entre los stubs en paralelo y en serie.

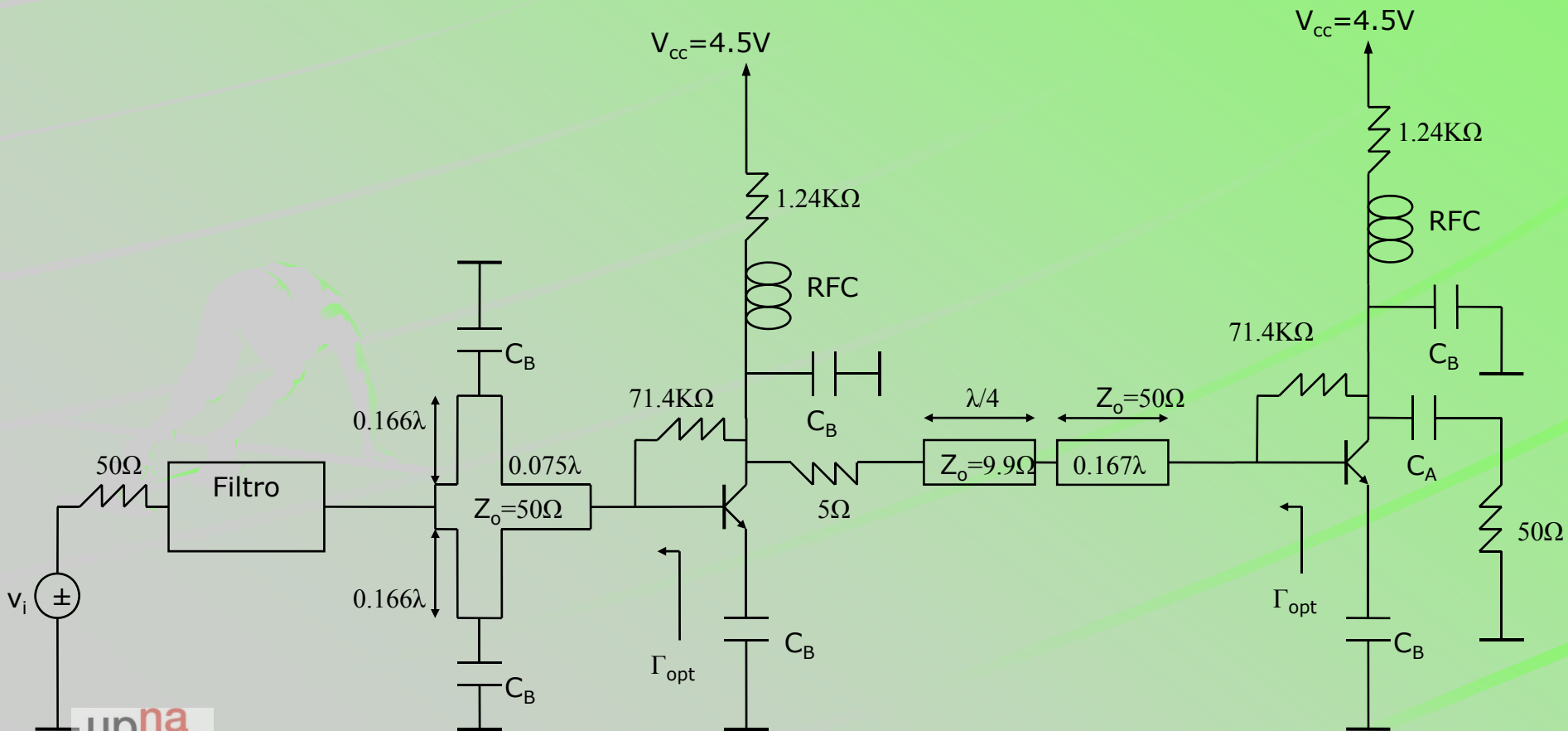
$$y = \frac{-1.16j}{2} = -0.58j \Rightarrow 0.166\lambda$$





# Bloqueo AC y DC

- ✦ Mecanismos de bloqueo AC y DC
  - $C_A$ : condensadores de acoplamiento para bloqueo DC.
  - $C_B$ : condensadores *bypass* para bloqueo AC.





# Conclusiones

## ✦ Respuesta del filtro paso banda:

Parámetros	Valores
Frecuencias de Paso	2332.5MHz-2345MHz
Frecuencia Central ( $f_0$ )	2338.75MHz
Ganancia a $f_0$	0 dB
Atenuación del Filtro a $f_0+6.25$ MHz	3 dB
Atenuación del Filtro a $f_0-6.25$ MHz	3 dB
Atenuación del Filtro a $f_0+62.5$ MHz	60 dB
Atenuación del Filtro a $f_0-62.5$ MHz	60 dB

## ✦ Características de la etapa amplificadora:

Parámetros	Valores
Ganancia	22 dB
Figura de Ruido	1.25 dB
Frecuencia de Diseño	2.3 GHz
Alimentación DC	4.5V
Corriente de Colector ( $I_C$ )	2mA
Voltaje de Colector ( $V_{CE}$ )	2V

# Bibliografía Principal

- ✦ **David M. Pozar**, *Microwave Engineering*, 2ª ed., Wiley, 1998.
- ✦ **G. González**, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design*, 2ª ed. Prentice Hall, N.J., 1997.
- ✦ **Ralph S. Carson**, *High Frequency Amplifiers*, Wiley, 1982.
- ✦ **George D. Vendelin, Anthony M. Pavio and Ulrich L. Rohde**; *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, 2ª ed., Wiley, Hoboken (New Jersey), 2005.
- ✦ **Pieter L.D. Abrie**, *The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers*, Artech House, Dedham, 1985